

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra elektroniky**

**Nepřímý měnič kmitočtu se střídavým  
meziobvodem**

**Indirect AC link Frequency Converter**

2018

Bc. Jan Strossa

## Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Jan Strossa**  
Studijní program: N2649 Elektrotechnika  
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika  
Téma: **Nepřímý měnič kmitočtu se střídavým meziobvodem**  
**Indirect AC link Frequency Converter**  
Jazyk vypracování: čeština

### Zásady pro vypracování:

1. Proved'te rešerši koncepcí měničů kmitočtu se střídavým meziobvodem.
2. Pro vybranou koncepci proved'te detailní analýzu její funkce a proved'te návrh
3. Navrhněte vhodnou metodu řízení
4. Vybranou koncepci realizujte formou laboratorního vzorku

### Seznam doporučené odborné literatury:

1. Szczesniak, P.: Three-Phase AC–AC Power Converters Based on Matrix 17 Converter Topology, Power Systems, DOI: 10.1007/978-1-4471-4896-8\_2, © Springer-Verlag London 2013
2. Daolian Chen, Yanhui Chen: Step-up AC Voltage Regulators with High-Frequency Link, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 1, January 2013

Další zdroje dle doporučení vedoucího práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Vladislav Damec, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2017

Datum odevzdání: 30.04.2018



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry

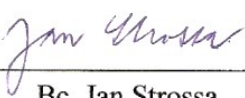


prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě, dne 30. 4. 2018

  
Bc. Jan Strossa

## **Poděkování**

Rád bych touto cestou poděkoval členům Katedry elektroniky Fakulty elektrotechniky a informatiky Vysoké školy báňské – Technické univerzity Ostrava za vstřícnost při řešení podmětů týkajících se této diplomové práce.

Jmenovitě bych pak chtěl poděkovat panu Ing. Vladislavovi Damcovi, Ph.D. za odborné vedení mé diplomové práce, panu prof. Ing. Petrovi Chlebišovi, CSc. za odborné rady a připomínky k jejímu zpracování, Ing. Petrovi Chamrádovi za věcné rady a pomoc s technickým vybavením laboratoří a panu Ing. Martinu Sobkovi, Ph.D. za podporu při práci s použitým řídicím systémem.

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce pojednává o výkonovém měniči se střídavým meziobvodem pracujícím ve dvojici spojovaných sítí DC – DC nebo DC – AC. Úvodní část jej zasazuje do širšího kontextu problematiky současných koncepcí, a to zejména z hlediska přínosů využití střídavých meziobvodů a aspektů jejich komerčního rozšíření. Následně se práce věnuje analýze funkce zvolené koncepce v souvislosti s provozními režimy a řízením polovodičových spínačů s přihlédnutím k analogiím s běžně používanými měniči bez střídavých meziobvodů. Druhá část je věnována popisu v rámci této práce realizovaného laboratorního vzorku a navrženého na něm následně aplikovaného řízení vyšší úrovně. Práce obsahuje základní rozbor možností regulace a výsledky získané aplikacemi regulačních algoritmů na sestaveném měniči. V kontextu výsledků dosažených v rámci její praktické části pak práce shrnuje možnosti pokračování v řešení dané problematiky.

## **Klíčová slova**

Galvanické oddělení, maticový měnič, měnič, můstek, PI regulace, přepínání kvadrantů, snižující režim, střídač, střídavý meziobvod, transformátor, usměrňovač, zvyšující režim.

## **Abstract**

This diploma thesis is concerned with an AC link power converter operating in a pair of DC - DC or DC - AC connected networks. The introductory part fit it with the wider context of contemporary concepts issues, especially in terms of benefits of using AC links and its aspects of commercial expansion. Subsequently, the thesis pursue the analysis of the chosen concept's function in reference to operating modes and semiconductor switches control, related to analogy with commonly used inverters without AC links. The second part is concerned with a description of the laboratory convertor prototype made within this work and the higher level control proposed and applied on it subsequently. The thesis contains a basic analysis of control possibilities and the results obtained by applying the control algorithms to the assembled converter. In the context of the results obtained within the practical part, the possibilities of resumption the given topic are summarized.

## **Key Words**

AC link, back boost mode, bridge, converter, galvanic isolation, inverter, matrix converter, PI regulation, quadrant changing, rectifier, step-down mode, transformer.

## Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk .....	8
Seznam ilustrací .....	9
Seznam tabulek .....	11
Úvod.....	12
1. Přínos střídavého meziobvodu .....	13
2. Koncepce měničů se střídavým meziobvodem .....	15
2.1 DC – DC měnič s vloženým střídavým meziobvodem .....	15
2.2 AC – AC nepřímý měnič se střídavým meziobvodem .....	15
2.3 Střídač s vloženým střídavým meziobvodem.....	16
2.4 Usměrňovač s vloženým meziobvodem.....	17
2.5 Kaskádně řazené nepřímé měniče kmitočtu se stejnosměrnými meziobvody .....	17
3. Zvolená koncepce.....	20
3.1 Popis koncepce.....	20
3.2 Analýza funkce zvolené koncepce .....	20
3.2.1 Proudová vazba .....	20
3.2.2 Oddělovací transformátor.....	22
3.3 Řízení spínačů .....	23
3.3.1 Snižování napětí .....	23
3.3.2 Zvyšování napětí .....	28
4. Realizovaný laboratorní vzorek .....	32
4.1 Použité komponenty .....	32
4.1.1 Vstupní prvky .....	32
4.1.2 Provedené úpravy .....	36
4.1.3 Sestava.....	40
4.2 Systémová algoritmizace.....	40
4.3 Řízení polovodičových spínačů .....	42
4.4 Regulace proudu.....	45
4.4.1 PI regulátor.....	45
4.4.2 Přepínání kvadrantů.....	48
4.5 Regulace napětí .....	52
4.6 Režim DC – AC .....	55
4.7 Zabudované ochrany .....	56
Závěr .....	58
Literatura.....	60
Citace.....	60
Necitované zdroje.....	60

## Seznam použitých symbolů a zkratek

AC	– střídavá veličina napětí nebo proudu
A/D	– analogově - digitální
$C$	– kapacita (F)
DC	– stejnosměrná veličina napětí nebo proudu
DPS	– deska plošných spojů
$I$	– elektrický proud (A)
$i(t)$	– okamžitá hodnota elektrického proudu v čase $t$ (A)
$L$	– indukčnost (H)
$LR$	– kombinace odporu a indukčnosti
NN	– nízké napětí dle ČSN EN 50160 ed. 3
$P$	– výkon (W)
PI	– proporcionálně integrační
PWM	– pulzně šířková modulace
$R$	– elektrický odpor ( $\Omega$ )
$t$	– čas (s)
$U$	– elektrické napětí (V)
$u(t)$	– okamžitá hodnota elektrického napětí v čase $t$ (V)
VN	– vysoké napětí dle ČSN EN 50160 ed. 3
$z$	– zatěžovatel (-)



## Seznam ilustrací

Obrázek 1.1: Blokové schéma přímého měniče	13
Obrázek 1.2: Blokové schéma nepřímého měniče	13
Obrázek 1.3: Blokové schéma nepřímého měniče s galvanickým oddělením	14
Obrázek 2.1: DC – DC měnič s vloženým střídavým meziobvodem	15
Obrázek 2.2: Rezonanční nepřímý měnič kmitočtu s galvanickým oddělením	16
Obrázek 2.3: Střídač s vloženým střídavým meziobvodem a cyklokonvertorem, obrázek převzat z [1]	16
Obrázek 2.4: Usměřovač s vloženým střídavým meziobvodem	17
Obrázek 2.5: Příklad uspořádání modelu nové koncepce trakčního pohonu se středofrekvenčním transformátorem a s nepřímými měniči kmitočtu s „tvrdou“ komutací, obrázek převzat z [2]	18
Obrázek 2.6: Středofrekvenční transformátor napájený ze střídačů s měkkou komutací, obrázek převzat z [2]	19
Obrázek 3.1. Obvodové řešení realizovaného laboratorního vzorku	20
Obrázek 3.2: Analogie realizovaného měniče s dvoukvadrantovým pulzním	21
Obrázek 3.3: Náhradní schéma transformátoru	22
Obrázek 3.4: Schéma výkonové části realizovaného měniče s náhradním schématem transformátoru	23
Obrázek 3.5: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 1	24
Obrázek 3.6: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 2, bezprostředně po přepnutí	24
Obrázek 3.7: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 2, při demagnetizaci transformátoru	25
Obrázek 3.8: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 2, po demagnetizaci transformátoru	25
Obrázek 3.9: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 3, před demagnetizací transformátoru	26
Obrázek 3.10: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 3, po demagnetizaci transformátoru	26
Obrázek 3.11: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 4, bezprostředně po přepnutí	27
Obrázek 3.12: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 4, při demagnetizaci transformátoru	27

Obrázek 3.13: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 1, při buzení $L_3$	28
Obrázek 3.14: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 2	29
Obrázek 3.15: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 3, před odbuzením rozptylové indukčnosti transformátoru	29
Obrázek 3.16: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 4, po demagnetizaci transformátoru z předchozího stavu	30
Obrázek 4.1: Dostupná kondenzátorová baterie	32
Obrázek 4.2: Vnitřní struktura modulu SK60GM123	33
Obrázek 4.3: Dvojice použitých budičů SKYPER 32 PRO R nasazených na přizpůsobovacích deskách	34
Obrázek 4.4: Oddělovací transformátor	34
Obrázek 4.5: Dostupná tlumivka	35
Obrázek 4.6: Použitý řídicí systém	35
Obrázek 4.7: Veličiny snímány snímači v jejich původních umístěních	36
Obrázek 4.8: Znázornění výsledně snímaných napětí a proudů	37
Obrázek 4.9: Schéma výkonové části realizovaného měniče se znázorněním přepětových ochran	38
Obrázek 4.10: Kondenzátory realizující $C_2$	39
Obrázek 4.11: Laboratorní sestava realizovaného měniče	40
Obrázek 4.12: Zjednodušený vývojový diagram programu	41
Obrázek 4.13: Signály vystupující z řídicího systému ke vstupům budičů, modrá křivka $T_1$ , fialová $T_1'$ , světle zelená $T_2'$ , zelená $T_2$ , $z = 100 \%$ , $U > 0$ – stav zapnuto, I. kvadrant	43
Obrázek 4.14: Signály vystupující z řídicího systému ke vstupům budičů, modrá křivka $T_1$ , fialová $T_1'$ , světle zelená $T_2'$ , zelená $T_2$ , $z = 50 \%$ , $U > 0$ – stav zapnuto, I. kvadrant	43
Obrázek 4.15: Signály vystupující z řídicího systému ke vstupům budičů, modrá křivka $T_1$ , fialová $T_1'$ , světle zelená $T_5'$ , zelená $T_5$ , $z = 50 \%$ , $U > 0$ – stav zapnuto, I. kvadrant	44
Obrázek 4.16: Napětí v meziobvodu, I. kvadrant, modrá křivka primární strana transformátoru (V), fialová sekundární (V), $z = 100 \%$	44
Obrázek 4.17: Napětí a proud maticového měniče, I. kvadrant, modrá křivka výstupní napětí meziobvodu (V), fialová proud odebíraný z meziobvodu ( $1 \text{ V} \approx 1 \text{ A}$ ), světle zelená proud $I_2$ ( $100 \text{ mV} \approx 1 \text{ A}$ ), $z = 100 \%$	45
Obrázek 4.18: Vývojový diagram opakovaně probíhající PI regulace proudu	46
Obrázek 4.19: Přechodová charakteristika regulace proudu, I. kvadrant, modrá křivka žádaná hodnota $I_2$ , ( $10 \text{ V} \approx 1 \text{ A}$ ) posunutá o $180^\circ$ , světle zelená skutečný proud $I_2$ ( $100 \text{ mV} \approx 1 \text{ A}$ )	47

Obrázek 4.20: Vývojový digram přepínání kvadrantů z I. kvadrantu	49
Obrázek 4.21: Vývojový digram přepínání kvadrantů z II. kvadrantu	50
Obrázek 4.22: Reverzace proudu $I_2$ , modrá křivka napětí $U_2$ s připojenou autobaterií (V), fialová $I_2$ (1 V $\approx$ 1 A), světle zelená $I_1$ (100 mV $\approx$ 1 A)	51
Obrázek 4.23: Zjednodušený vývojový diagram opakovaně probíhající regulace $U_1$	53
Obrázek 4.24: Reverzace napětí $U_2$ na odporové zátěži, modrá křivka regulované $U_2$ , fialová $I_2$ (1 V $\approx$ 1 A), zelená proud $I_1$ (100 mV $\approx$ 1 A)	54
Obrázek 4.25: Skoková změna napětí $U_1$ , modrá křivka regulované $U_1$ , fialová $I_2$ (100 mV $\approx$ 1 A), světle zelená proud $I_1$ (100 mV $\approx$ 1 A)	55
Obrázek 4.26: Výstup měniče v režimu střídače se znázorněnými kvadranty, modrá křivka $U_2$ (V), světle zelená $I_2$ (100 mV $\approx$ 1 A)	56

## Seznam tabulek

Tabulka 3.1: Přehled pracovních režimů realizovaného měniče	22
---	----

## Úvod

V současné době je poměrně běžné využívání stejnosměrného meziobvodu u tzv. nepřímých frekvenčních měničů rozšířených zejména v oblastech elektrických pohonů, kde je v režimu motorického chodu usměrňováno napětí/proud z napájecí soustavy na stejnosměrné a toto následně střídáno na požadovanou velikost a frekvenci výstupu. Naopak koncepty využívající střídavý meziobvod jsou poměrně vzácné a v oblastech průmyslových zařízení jen velmi málo využívány. Portfolio takových měničů zaujímá na současném trhu jen velmi malý zlomek nabízených produktů a vyjma specifických aplikací se v současné době jedná spíše o koncepty ryze výzkumného charakteru.

S ohledem na současný vývoj však lze předpokládat, že se tento stav změní, neboť lze především v souvislosti s nástupem elektromobilismu, a sekundárně pak například s rozvojem solárních elektráren, očekávat vznik nové poptávky po měničích s galvanickým oddělením při souběžném požadavku na nízkou velikost a hmotnost oddělovacího transformátoru. Právě požadavky na minimalizaci transformátoru realizujícího galvanické oddělení pak povedou k tomu, že současný koncept, spočívající v použití měniče bez galvanického oddělení kombinovaného s klasickým transformátorem pracujícím na nízké frekvenci 50 Hz připojované sítě, nebude použitelný. Z principu funkce transformátoru totiž toto zapojení vyžaduje velký magnetický obvod kvůli provozu na relativně nízké frekvenci.

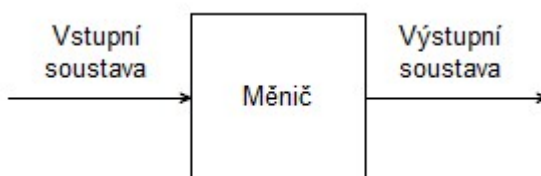
Tato práce se zabývá měničem se střídavým meziobvodem, kde jedna připojovaná síť je stejnosměrná a s meziobvodem spojená prostřednictvím klasického říditelného můstku, druhá pak stejnosměrná nebo střídavá s meziobvodem propojená maticovou spínací strukturou.

Práce v rámci *kapitoly 1* rozebírá přínos použití střídavého meziobvodu, v *kapitole 2* jsou uvedeny různé koncepce měničů, které ho využívají, a *kapitola 3* poté obsahuje podrobnou analýzu funkce zvolené koncepce. V rámci *kapitoly 4* je uveden postup realizace vybraného zapojení popisující sestavení měniče, systémová řešení jeho řízení a návrh regulačních algoritmů doplněný informacemi o dosažených výsledcích.

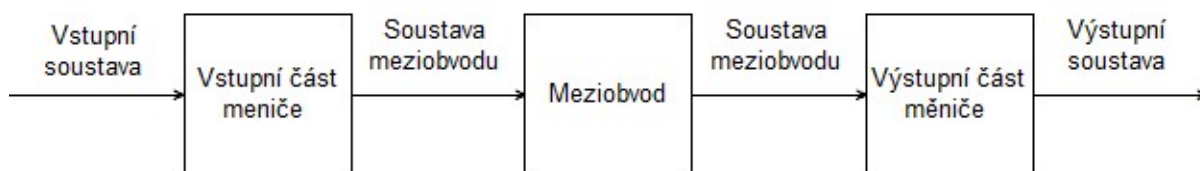
Závěrečná část pak shrnuje dosažené výsledky, vyjmenovává vzniklé problémy a uvádí možnosti pokračování práce na dané téma v kontextu dalšího vývoje laboratorního vzorku a vyřešení s ním spojených vzniklých nedostatků.

## 1. Přínos střídavého meziobvodu

Obecně vzato je polovodičový měnič zařízením, které přetváří jeden druh elektrické energie na jiný, přičemž samotná změna může spočívat v hodnotách napětí, proudů, frekvencí, vzájemných konverzí střídavých a stejnosměrných veličin anebo v kombinacích výše uvedených změn. Z daného hlediska pak obecně měniče dělíme na přímé a nepřímé, přičemž nepřímé se od přímých liší tím, že vstupní elektrické veličiny mění nejprve na jiné, které nejsou požadovanými výstupními, ale nacházejí se v tzv. meziobvodu, z nichž se teprve další částí měniče konvertují na výsledné výstupní. V případě složitějších měničů může být těchto meziobvodů mezi vstupem a výstupem i více.



Obrázek 1.1: Blokové schéma přímého měniče

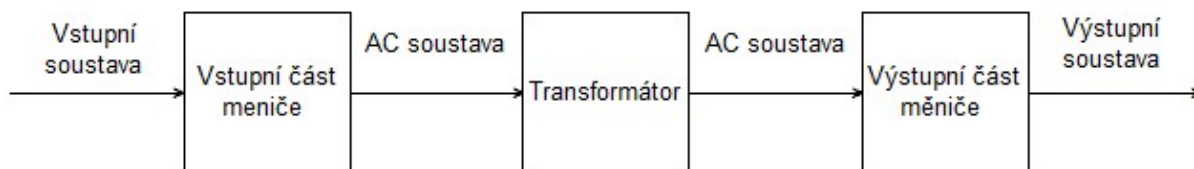


Obrázek 1.2: Blokové schéma nepřímého měniče

Bloková soustava nepřímého měniče, jež je znázorněna na *Obrázku 1.2*, se jeví na první pohled složitější a pro její upřednostnění před přímým měničem blokově ilustrovaným na *Obrázku 1.1* se musí najít důvod. Ten se musí reflektovat v lepších funkčních vlastnostech výsledného produktu, nebo minimálně v oblasti komerční sféry, kde přinese výslednému uživateli jiné benefity – např. ve formě nižší ceny, náročnosti, vyšší spolehlivosti apod.

Logická nutnost přítomnosti takového důvodu, respektive důvodů, vedla doposavad k tomu, že měniče s meziobvodem našly v oblasti průmyslu uplatnění především coby frekvenční měniče, které využívají meziobvod stejnosměrný. V tomto případě, kdy se zařízení skládá z usměrňovače, meziobvodu a výstupního střídače, nabízí nepřímý koncept výhod více. Například na něj lze hledět jako na dva samostatné kaskádně řazené měniče – usměrňovač a střídač – což s sebou přináší možnost určité nezávislosti a tím snížení náročnosti na řízení obou částí, navíc synchronizace spínání u měniče, jež má na jedné straně stejnosměrnou veličinu (napětí), je jednodušší, než v případě, kdy jsou obě soustavy střídavé.

Budeme-li hledat důvody, proč vytvořit koncept se střídavým meziobvodem, najdeme v podstatě dva. Prvním a zásadním je možnost přenášet energii v meziobvodu přes transformátor, což může být účelné, pokud je vznesen požadavek na galvanické oddělení měničem spojovaných sítí.



Obrázek 1.3: Blokové schéma nepřímého měniče s galvanickým oddělením

V rámci obecného konceptu znázorněného na *Obrázku 1.3* je možné přenášet energii přes transformátor i pomocí stejnosměrných napěťových, respektive proudových pulzů. Tzv. propustné a blokové pulzní měniče na tomto principu fungují, avšak stejnosměrnými pulzy je využívána pouze  $\frac{1}{2}$  dostupného rozsahu sycení magnetického obvodu transformátoru, čímž tento není dostatečně efektivně využit. Při srovnatelném nároku na přenášený výkon vyvstává oproti střídavým pulzům technický požadavek na jeho větší velikost. Výše uvedený koncept se střídavým meziobvodem bývá v současnosti uplatňován u DC – DC měničů, kde soustavy na *Obrázku 1.3* označené jako vstupní a výstupní, jsou obě stejnosměrné. V případě, kdy je alespoň jedna z nich střídavá, bývá oddělovací transformátor umístěn mimo měnič právě v oné střídavé síti.

Druhou výhodou využití střídavého meziobvodu, která vyplývá z využití transformátoru, je možnost pomoci tohoto transformátoru měnit velikost napětí. To většinou není vyžadováno, protože měniče umí snižovat i zvyšovat napětí samy, ale v určitých situacích, kdy například na vstupu celé měnicí soustavy je vysoké napětí ve smyslu ČSN EN 50160 ed. 3, dále jen VN, a na výstupu má být nízké napětí dle ČSN EN 50160 ed. 3, dále jen NN, pak mohou být vhodným využitím snižujícího transformátoru sníženy požadavky na napěťovou odolnost polovodičových spínačů pracujících na NN straně, stejně jako se sníží nároky na dimenzování izolace v NN části měniče. Navíc použitím takového řešení odpadá riziko trvalého propojení pólu vstupní VN sítě s bodem výstupní NN a eliminuje se tedy riziko přenesení vstupního vysoko napěťového potenciálu na výstup v případě proražení některého polovodičového spínače nebo poruchy řídicího systému.

Souhrnně z hlediska využití měničů se střídavým obvodem lze konstatovat, že v současné době nejsou rozšířené a na trhu jsou především v podobě DC – DC měničů s galvanickým oddělením. U měničů pracujících se vstupní, respektive výstupní AC soustavou, lze galvanické oddělení jednodušeji realizovat v oné soustavě vně měniče a využití střídavého meziobvodu dává v tomto případě smysl tehdy, jsou-li nároky na minimalizaci oddělovacího transformátoru. Ten v meziobvodu pracuje s vyšším kmitočtem než vně měniče, čímž je méně magneticky sycen a vyžaduje menší magnetický obvod. Požadavky na galvanické oddělení střídavé sítě v kombinaci s minimalizací transformátoru však nejsou běžné, výjimku tvoří například tzv. svářecí invertory uvedené v *kapitole 2.4*, takže měniče se střídavým meziobvodem komerčně nejsou rozšířené. Dle doc. Ing. Martina Pittermanna, Ph.D, ze Západočeské univerzity v Plzni, lze však předpokládat, že by tento koncept mohl v budoucnu najít uplatnění například v drážní technice, kde současné nízkofrekvenční transformátory tvoří podstatnou část limitů dosahující hmotnosti trakčních vozidel, viz lit. [3].

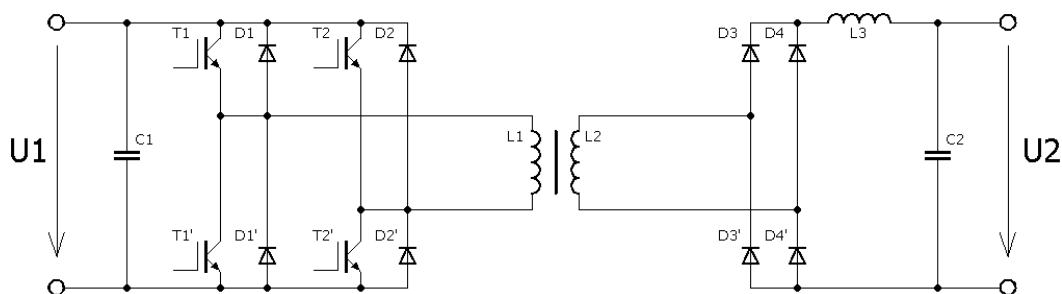
V bližší budoucnosti lze očekávat poptávku po měničích s galvanickým oddělením integrovaným v meziobvodu například u výkonných nabíjecích stanic elektromobilů. Pro rychlé nabíjení výkonu v řádech stovek kilowattů může užití transformátorů pracujících na frekvenci 50 Hz vyjít ekonomicky drahé, než složitějšího měniče zahrnujícího menší transformátor operující ve středofrekvenčním pásmu.

## 2. Koncepty měničů se střídavým meziobvodem

Koncepty měničů se střídavým meziobvodem existuje relativně velké množství, většina z nich však doposud nenašla uplatnění v komerční sféře a jsou spíše předměty výzkumů. Níže jsou uvedeny některé z nich.

### 2.1 DC – DC měnič s vloženým střídavým meziobvodem

Tento typ měniče je v současné době používán v rámci struktur spínaných zdrojů, u nichž se s požadavkem na galvanické oddělení lze setkat poměrně často, a je tedy rozšířený i komerčně.



Obrázek 2.1: DC – DC měnič s vloženým střídavým meziobvodem

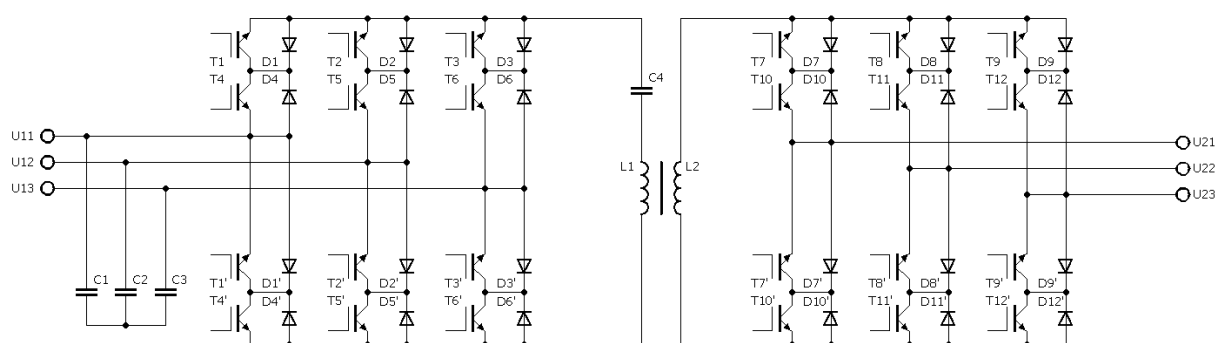
Koncept se skládá ze dvou můstků, kde jeden pracuje v invertujícím režimu střídání vstupního napětí, jež se přenáší přes oddělovací transformátor, a druhý v usměrňovacím. Zapojení, jež znázorněno na *Obrázku 2.1*, neumožňuje měnit směr proudu a určovat tak, kterým směrem se v daném režimu bude přenášet energie (na *Obrázku 2.1* zleva doprava nebo naopak). Pro spoustu aplikací je to dostačující, v případě potřeby obousměrného přenosu je možné diodový můstek, na *Obrázku 2.1* vpravo, nahradit složitější strukturou umožňující střídat. Podmínkou pro správnou funkci tohoto zapojení je však v případě použití transformátoru s převodem 1:1 nutnost  $U_1 > U_2$ . Pro univerzálnější použití se používá odlišná koncepce pracující namísto s indukčností  $L_3$  se záměrně zvětšenou rozptylovou indukčností transformátoru.

Výše zobrazené schéma lze rovněž rozšířit o měkké spínání a s tím související rezonanční obvod. Rovněž se lze setkat, zejména u různých napájecích adapterů, s tzv. propustnými a blokuujícími měniči, které jsou oproti *Obrázku 2.1* zjednodušené a umožňují přes oddělovací transformátor přenášet pouze pulzní stejnosměrný proud. Tyto měniče však nelze považovat za měniče se střídavým meziobvodem.

### 2.2 AC – AC nepřímý měnič se střídavým meziobvodem

Tento koncept se dá chápat jako vycházející z nepřímého AC – AC měniče se stejnosměrným meziobvodem, vůči němuž se liší měnící se polaritou napětí v tomto meziobvodu. K tomu, aby k těmto změnám mohlo docházet, musí být vstupní a výstupní část, jež u měniče se stejnosměrným obvodem tvoří usměrňovače, respektive střídače, tvořena polovodičovou strukturou spínačů schopných vést proud oběma směry a v obou směrech proud vypnout. De-facto se tak jedná o dvojici kaskádně řazených maticových měničů, mezi nimiž se nachází středofrekvenční transformátor. Takový měnič je znázorněn na *Obrázku 2.2*, zde je navíc vybaven rezonančním kondenzátorem  $C_4$ ,

který v kombinaci s rozptylovou indukčností transformátoru umožňuje provozovat měnič s měkkým spínáním a tedy s nižšími ztrátami.

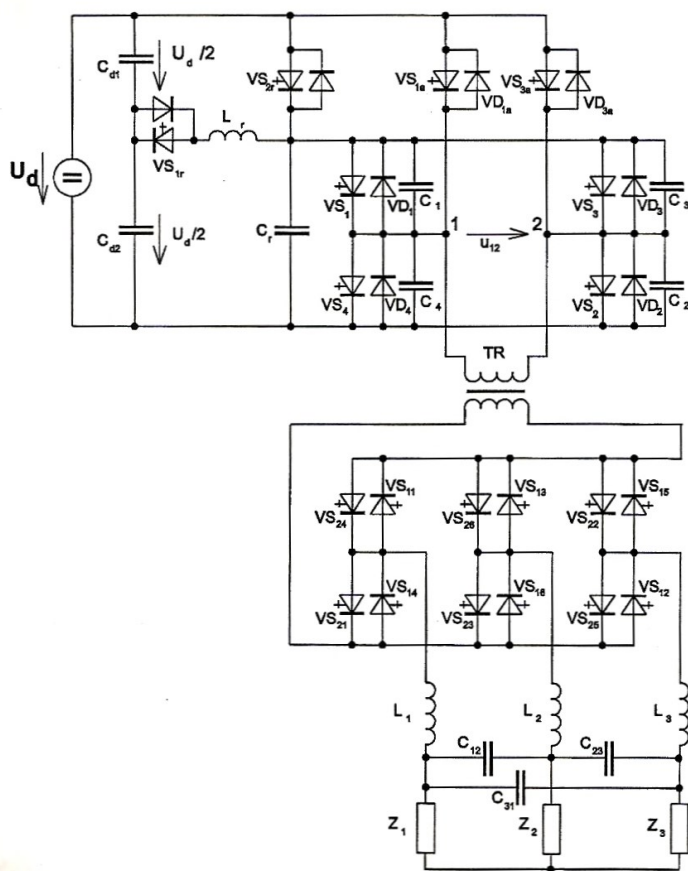


Obrázek 2.2: Rezonanční nepřímý měnič kmitočtu s galvanickým oddělením

Antisériové řazení antiparalelních dvojic tranzistorů a diod zobrazené na Obrázku 2.2 je jednou možností obvodové realizace výkonových spínačů schopných vést řízeně proud oběma směry.

### 2.3 Střídač s vloženým střídavým meziobvodem

Jedná se o střídač, který vstupní stejnosměrné napětí nestřídá přímo na požadovanou frekvenci výstupu, ale na frekvenci vyšší, se kterou se energie přenáší přes oddělovací transformátor, za nímž se nachází měnič – v případě Obrázku 2.3 cyklokonvertor – snižující frekvenci na žádanou výstupní.



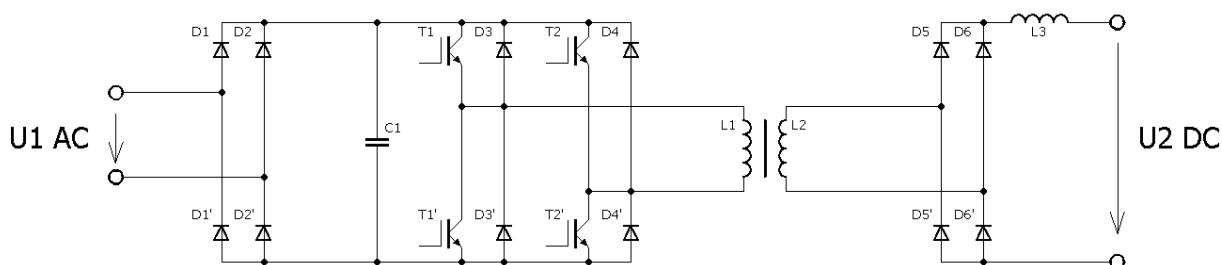
Obrázek 2.3: Střídač s vloženým střídavým meziobvodem a cyklokonvertorem, obrázek převzat z [1]



Jedna z možností obvodového řešení tohoto konceptu je ilustrována na *Obrázku 2.3*, kde je výstupní frekvence měniče určována výstupním maticovým měničem. Toto řešení navíc opět zahrnuje měkké spínání, jehož je dosaženo díky rezonančnímu obvodu tvořenému prvky na *Obrázku 2.3* označenými jako  $L_r$  a  $C_r$ . Samotné střídání se v této koncepci provádí především prvky označenými jako  $VS_{1A}$ ,  $VS_2$ ,  $VS_{3A}$  a  $VS_4$ , ostatní slouží jako podpůrné a rezonanční.

## 2.4 Usměrňovač s vloženým meziobvodem

Daný druh měniče zaujímá v tomto seznamu poněkud zvláštní pozici, protože by mohl být z funkčního hlediska nahrazen zjednodušenou formou měniče probraného v *kapitole 2.2*, oproti němu však neobsahuje maticovou část, která je nahrazena klasickým nepřímým frekvenčním měničem, a je jednofázový. To za jistých okolností v kombinaci s filtry a stejnosměrným meziobvodem může vést k nižším nárokům na řízení, zejména v kontextu zajištění dostatečné dynamiky. Na toto zařízení lze hledět také jako na měnič popsaný v *kapitole 2.1* s předřazeným usměrňovačem nebo jako na inverzně pracující střídač s vloženým meziobvodem, byť příklad zde uvedený topologicky neodpovídá zcela řešení probranému v *kapitole 2.3*.



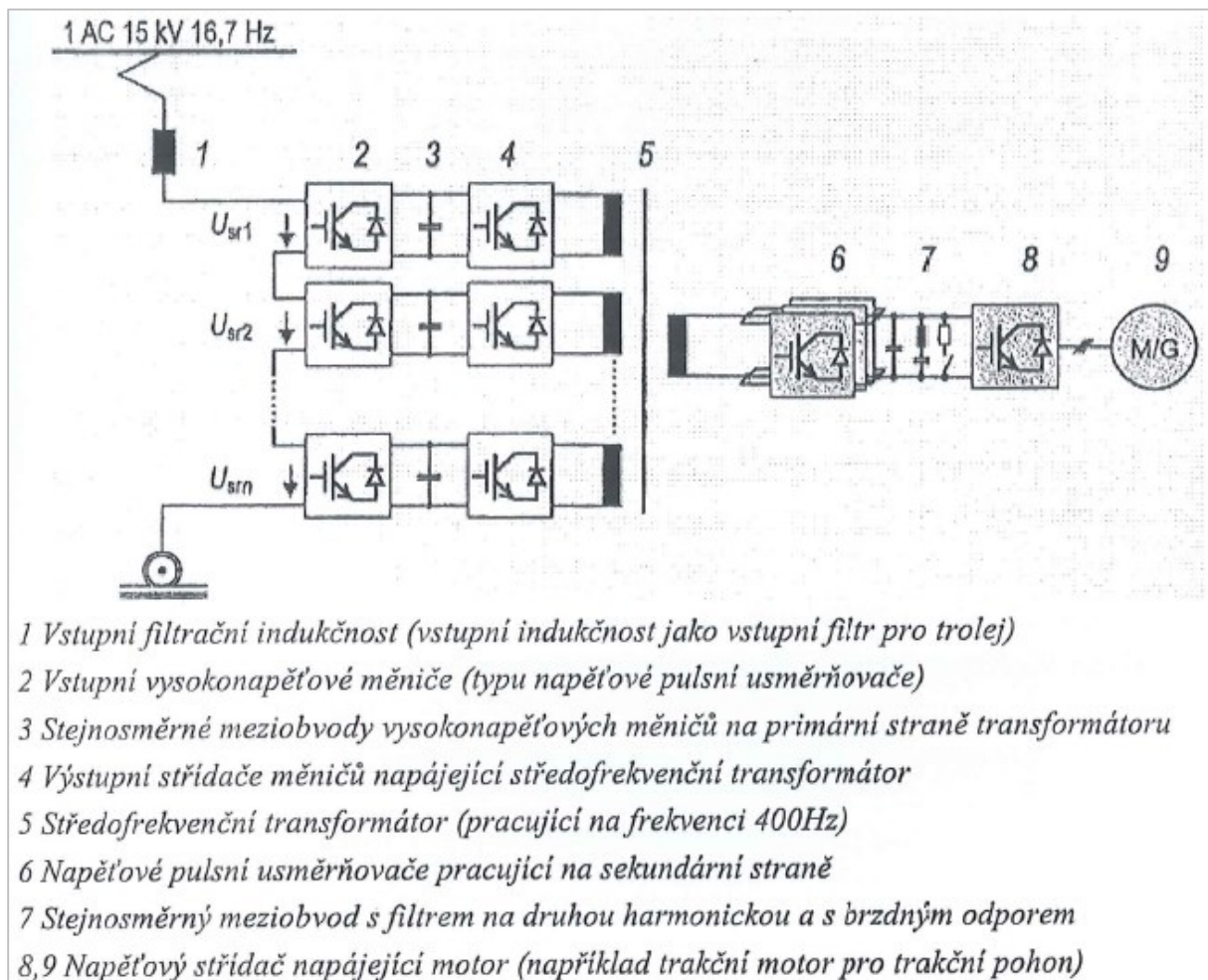
Obrázek 2.4: Usměrňovač s vloženým střídavým meziobvodem

Na *Obrázku 2.4* je znázorněno možné obvodové řešení. Toto konkrétně nevyužívá měkké spínání, postavit daný měnič jako rezonanční by však samozřejmě možné bylo. Tento koncept bývá využíván v tzv. svářecích invertorech, které oproti klasickým elektrickým svářečkám kromě svařování stabilizovaným stejnosměrným proudem, a tedy lepšího držení oblouku, nabízejí kompaktní lehká a málo rozměrná provedení při relativně vysokých svářecích výkonech.

Dané zapojení by samozřejmě bylo možné realizovat i s říditelnými můstky namísto použitých diodových usměrňovačů pro případ, že bychom po celé struktuře požadovali možnost přenášet energii i v opačném směru.

## 2.5 Kaskádně řazené nepřímé měniče kmitočtu se stejnosměrnými meziobvody

Tento druh měničů není obvyklý, spočívá ve vzájemném propojování běžných AC – AC měničů se stejnosměrnými meziobvody, jejichž společným propojovacím bodem z hlediska topologie je střídavý meziobvod obsahující středofrekvenční transformátor.



Obrázek 2.5: Příklad uspořádání modelu nové koncepce trakčního pohonu se středofrekvenčním transformátorem a s nepřímými měniči kmitočtu s „tvrdou“ komutací, obrázek převzat z [2]

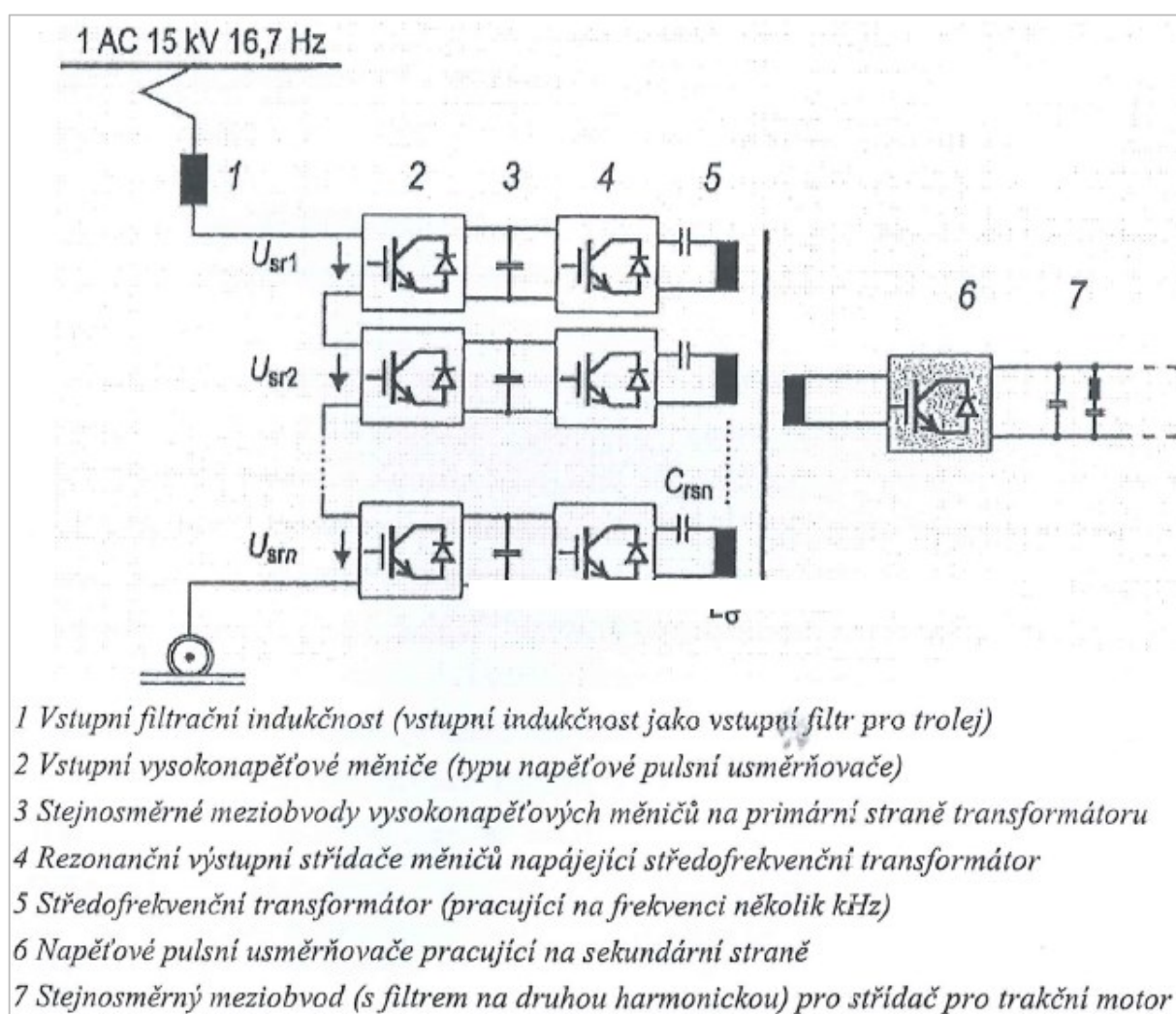
V rámci lit. [3] se předpokládá, že by podobný koncept v budoucnu mohl najít uplatnění v drážní technice, kde v některých případech hmotnost současně používaného nízkofrekvenčního transformátoru významně přispívá k dosažení limitu hmotnosti vozidla a tím omezuje použití těžších a výkonnějších pohonů.

Jak již vyplývá z výše zmíněného, v současnosti se používají koncepty, které vůči Obrázku 2.5, zahrnují pouze bloky označené 6, 7, 8, 9 a transformátor označený jako 5 mívá pouze jedno primární vinutí připojené k trakčnímu vstupu a pracuje tedy nikoliv na středofrekvenčním kmitočtu, ale na frekvenci trakční sítě. Snížení hmotnosti transformátoru není provedeno jeho pouhým přesunem do střídavého meziobvodu a předřazením jednoho nepřímého měniče proto, že daný koncept uvažuje s napětím v trakční troleji vůči zemi – kolejnici – na úrovních vyšších než 10 kV. V současné době neexistují diskrétní polovodičové spínače, které by byly schopny ve vypnutém stavu blokovat tak vysoké hodnoty. Proto je třeba při spínání v této VN části řadit spínače sériově a zajistit, aby ve vypnutém stavu bylo blokové napětí rovnoměrně rozloženo mezi více z nich. Jednou z možností jak toho nepřímo docílit je použití více měničů s kaskádně řazenými vstupy, mezi něž se dané napětí rozprostře. To je důvod, proč na primární straně transformátoru 5 na Obrázku 2.5, není použit pouze jeden nepřímý měnič. Při použití tohoto rozložení je potřeba správně synchronizovat činnost

jednotlivých subměničů na primární straně, protože nevhodné kombinace sepnutí spínačů by mohly vést k dočasnému napětovému přetížení jiných polovodičových prvků tohoto systému. Následkem přetížení může být jejich proražení vedoucí k poruše funkce měniče, případně až k lavinové destrukci dalších spínačů.

Koncept uvedený na *Obrázku 2.5* pomocí transformátoru snižuje napětí na úroveň, která je již blokovatelná běžně dostupnými polovodičovými spínači, takže problém napětové odolnosti za oddělovacím transformátorem odpadá. Snižení napětí je vhodné i z hlediska bezpečnosti a s ní spojenými nároky na izolaci soustavy za transformátorem.

Jiná modifikace daného konceptu je znázorněna na *Obrázku 2.6*, kde vstupní nepřímé měniče obsahují rezonanční kondenzátory, které v součinnosti s rozptylovou indukčností transformátoru umožňují systému pracovat s měkkou komutací. Výstupní nepřímý měnič je zde naznačen bez koncového střídače, neboť v některých vozidlech, pro něž se do budoucna uvažuje možnost použití, bývají instalovány stejnosměrné vnitřní rozvody, na něž je napojeno více spotřebičů, a výstupní nepřímý měnič naznačený na *Obrázku 2.5*, tak může být řešen modulárně.

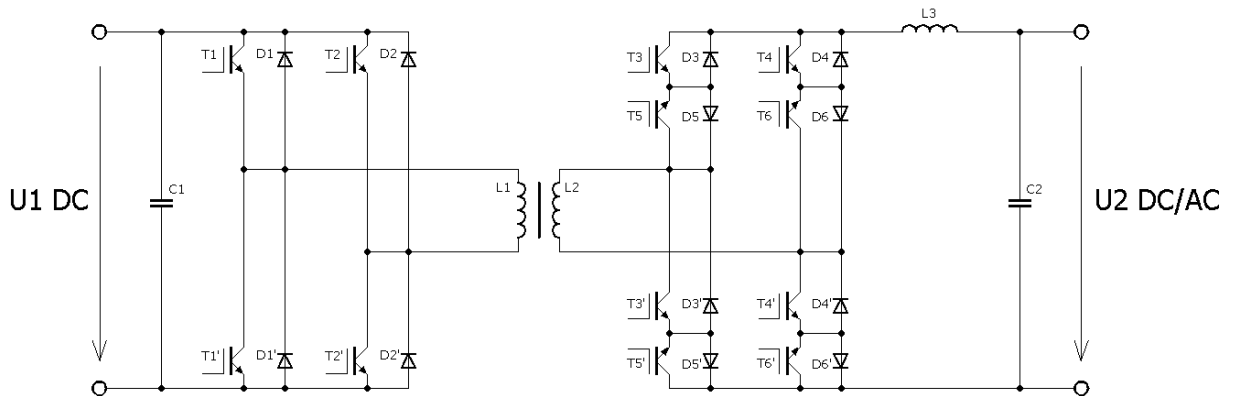


*Obrázek 2.6: Středofrekvenční transformátor napájený ze střídačů s měkkou komutací, obrázek převzat z [2]*

### 3. Zvolená koncepce

#### 3.1 Popis koncepce

Na základě dohody s vedoucím diplomové práce bylo rozhodnuto realizovat koncept střídače s vloženým střídavým meziobvodem s obvodovým řešením znázorněným níže.



Obrázek 3.1. Obvodové řešení realizovaného laboratorního vzorku

Realizovaný měnič byl koncipován jako jednofázový pro obě spojované sítě. Jedna jeho strana, na Obrázku 3.1 levá ( $T_1$ ,  $D_1$ ,  $T_1'$ ,  $D_1'$ ), se skládá z můstku, dále jen levého, který v závislosti na směru toku energie buď aktivně řízeně střídá napětí, respektive proud, který se přenáší ze zdroje  $U_1$  přes transformátor do  $U_2$ , nebo pomocí diod usměrňuje proud přitékající do zdroje  $U_1$ . Na druhé straně transformátoru se nachází maticový měnič, dále jen pravý, který na základě způsobu řízení umožňuje pracovat jako usměrňovač, střídač nebo přímý měnič kmitočtu. Povaha tohoto konceptu tedy umožňuje připojit na místo  $U_2$  jak stejnosměrný tak střídavý zdroj napětí a měnič s tímto obvodovým řešením lze provozovat v režimu DC – DC s možností volby polarity  $U_2$  nebo DC – AC.

Kondenzátor  $C_1$  slouží k filtraci napětí, respektive vykrývání proudových pulzů přitékajících/odtékajících z oddělovacího transformátoru v rámci pulzně šířkové modulace, což zajišťuje nízké oscilace proudu tekoucího mezi měničem a zdrojem  $U_1$ . Obdobnou funkci plní kondenzátor  $C_2$ , který filtruje rychlé proudové odběry/dodávky na straně  $U_2$ , navíc ale v určitých situacích slouží jako převodník proud – napětí, viz kapitola 4.6.

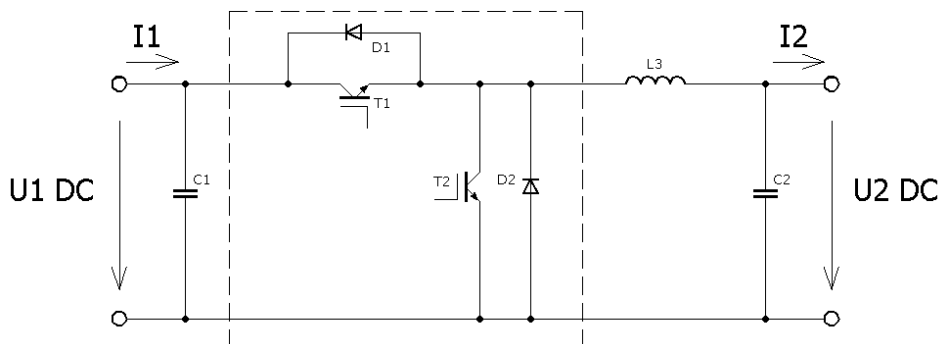
#### 3.2 Analýza funkce zvolené koncepce

##### 3.2.1 Proudová vazba

Jak již bylo uvedeno, daný měnič je schopen pracovat s napětím  $U_2$  jako střídavým. Princip spínání polovodičové struktury při střídavém chodu lze postihnout dvěma samostatnými stejnosměrnými stavy s periodicky se měnící polaritou. Vyjdeme-li ze stavu, kdy  $U_2$  je konstantní s kladným pólem na indukčnosti  $L_3$ , a označíme-li si proud tekoucí z kladného pólu zdroje  $U_1$  do měniče jako  $I_1$  a proud tekoucí z indukčnosti  $L_3$  do zdroje  $U_2$  jako  $I_2$ , musí při zanedbání ztrát měniče a uvažování převodu transformátoru 1:1 s ohledem na zákon o zachování energie platit:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 = P_2 \quad (1)$$

V rovnici (1) je  $P_1$  výkon odebíraný ze zdroje  $U_1$  a  $P_2$  výkon dodávaný do zdroje  $U_2$ . Za předpokladu kombinace napětí a proudů uvedené výše lze z pohledu chování měničové struktury vůči prvkům  $C_1$ ,  $C_2$  a  $L_3$  a vnějším zdrojům obvod zjednodušit na základě následujícího obrázku.



Obrázek 3.2: Analogie realizovaného měniče s dvoukvadrantovým pulzním

Z Obrázku 3.2 je patrná analogie mezi realizovaným měničem za výše uvedených podmínek a dvou kvadrantovým pulzním měničem, kde pro obě koncepce vychází proudové a napěťové poměry vně čárkované oblasti shodně. Z uvedeného zapojení vyplývá, že vytvořit tok proudu mezi zdroji  $U_1$  a  $U_2$  by teoreticky stačilo pouhým zařazením spínače mezi oba zdroje. Jelikož jsou však na obou stranách kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$ , které z principu vlastnosti kapacity fungují jako napěťové filtry, došlo by jejich přímým propojením ke vzniku velkého vyrovnávacího proudu, který by navíc byl jen velmi obtížně řízen. Bylo by jej sice možné pulzně modulovat, ale jeho směr a velikost by byly určeny rozdílem napětí kondenzátorů a parazitními odpory smyčky. Z tohoto důvodu, který je relevantní i pro skutečné zapojení měniče, je zde zařazena tlumivka s indukčností  $L_3$ , která omezuje strmost nárůstu vyrovnávacího proudu mezi oběma kondenzátory.

Pro funkčnost struktury zobrazené na Obrázku 3.2 je zapotřebí splnit podmínku  $U_1 \geq U_2$ , jinak se zdroje vzájemně zkratují přes  $D_1$  a vznikne nekontrolovatelný vyrovnávací proud  $I_1 = I_2 < 0$ . Při splnění podmínky napětí pak měnič v režimu  $I_1 = I_2 > 0$  pracuje jako snižující – v době sepnutí  $T_1$  teče proud z  $C_1$ /zdroje přes  $L_3$  do  $C_2$ /zátěže a  $L_3$  je buzena, po dobu vynutí tohoto tranzistoru přes  $T_1$  ani  $D_1$  žádný proud neteče, a přes  $L_3$ ,  $C_2$ /zátěž,  $D_2$  se uzavírá případný proud odbuzující  $L_3$ . Při  $I_1 = I_2 < 0$  pracuje struktura jako zvyšující, v době sepnutí  $T_2$  se uzavírá proud přes  $C_2$ /zdroj,  $L_3$  a  $T_2$  a  $L_3$  se budí, po dobu vynutí  $T_2$  se uzavírá proud přes  $C_2$ /zdroj,  $L_3$ ,  $D_1$ ,  $C_1$ /zátěž a  $L_3$  se odbuzuje přesunem naakumulované energie na stranu  $U_1$ .

Z hlediska napěťových poměrů  $U_1$ ,  $U_2$  a proudových poměrů  $I_1$ ,  $I_2$  platí princip snižování/zvyšování právě popsany na zjednodušeném schématu z Obrázku 3.2 i pro realizovaný měnič zobrazený na Obrázku 3.1. Rozdíl je zde ve struktuře znázorněné v rámci Obrázku 3.2 uvnitř čárkované oblasti, kde se ve skutečnosti nachází střídavý meziobvod – tedy z pohledu toku energie, střídač, transformátor a usměrňovač – a která umožňuje vhodnými spínacími kombinacemi obsluhovat sériově řazené prvky  $L_3$  a  $C_2$  i s opačnou polaritou napětí.

Z výše uvedeného vyplývá podmínka funkčnosti realizovaného měniče  $U_1 \geq |U_2|$ , kde napětí  $U_2$  je v absolutní hodnotě, neboť měnič umožňuje pracovat s oběma jeho polaritami. Výhodou pravého maticového měniče je schopnost obousměrně vypnout veškeré spínače v matici, takže pokud je

chybový stav  $U_1 < |U_2|$  softwarově detekován lze vypnutím měniče zabránit vzniku nekontrolovatelného proudu. Druhou podmínkou provozu vyplývající ze zapojení levého můstku je  $U_1 \geq 0$ , tento stav musí být ošetřen vnějším zapojením, při jeho nedodržení se uzavírá zkratový proud přes diody můstku a hrozí zničení těchto diod nebo kondenzátorů tvořících  $C_1$ , pokud jsou tyto bipolární.

Z hlediska kombinací polarity napětí a směru proudu lze tedy činnost realizované koncepce rozdělit do následujících kvadrantů:

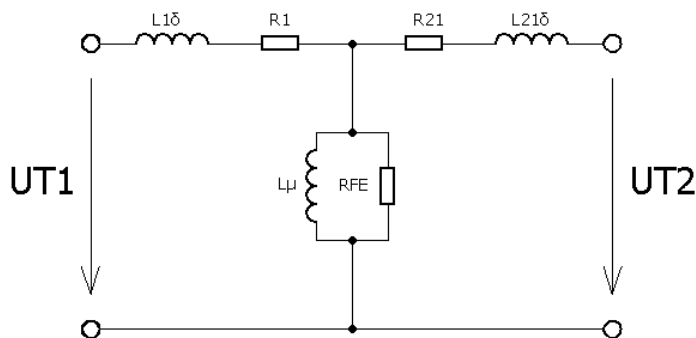
Tabulka 3.1: Přehled pracovních režimů realizovaného měniče

Kvadrant	$I_1$	$I_2$	$U_2$	Režim
I.	$> 0$	$> 0$	$> 0$	snižující
II.	$> 0$	$> 0$	$< 0$	zvyšující
III.	$< 0$	$< 0$	$< 0$	snižující
IV.	$< 0$	$< 0$	$> 0$	zvyšující

Střídavý režim napětí  $U_2$  se pak realizuje plynulým přecházením mezi výše uvedenými kvadranty.

### 3.2.2 Oddělovací transformátor

Z hlediska uzavírání proudových smyček tvoří oddělovací transformátor dva samostatné obvody, což je účelem galvanického oddělení. Z hlediska vyjádření vzájemných vazeb proudů a napětí na jeho vstupu a výstupu však může být nahrazen následujícím náhradním obvodem:



Obrázek 3.3: Náhradní schéma transformátoru

$R_1$  představuje odpor vinutí primární cívky a  $L_{1\delta}$  je rozptylová indukčnost primární cívky.  $R_{21}$  je pak odpor vinutí sekundární cívky přepočtený na primární stranu,  $L_{21\delta}$  rozptylová indukčnost sekundární cívky přepočtená na primární stranu,  $L_\mu$  magnetizační indukčnost a  $R_{FE}$  znázorňuje odpor, přes nějž se uzavírají vířivé proudy v magnetickém jádru. Pro ideální transformátor platí:

$$R_1 = 0 \, \Omega,$$

$$R_2 = 0 \, \Omega,$$

$$L_{1\delta} = 0 \, \text{H},$$

$$L_{21\delta} = 0 \, \text{H},$$

$$L_\mu \rightarrow \infty,$$

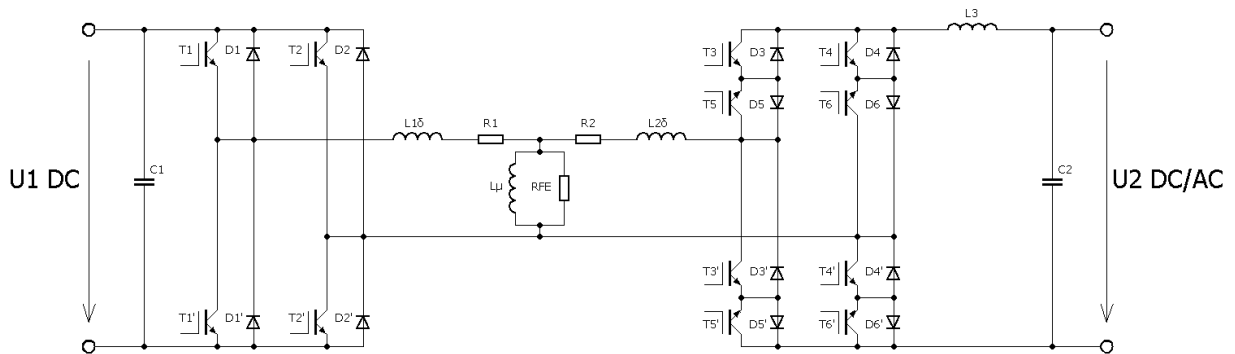
$$R_{FE} \rightarrow \infty.$$

Pro transformátor s převodem 1:1 platí:

$$R_2 = R_{21},$$

$$L_{2\delta} = L_{21\delta},$$

V praxi přiblížení se těmto idealizovaným podmínkám znamená navrhnout a provozovat transformátor tak, aby na  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_{1\delta}$  a  $L_{2\delta}$  vznikaly pouze nepodstatné úbytky napětí, a proud uzavírající se přes příčnou větev náhradního schématu – tedy  $L_\mu$  a  $R_{FE}$  – byl zanedbatelný v porovnání s proudem procházejícím prvky  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L_{1\delta}$  a  $L_{2\delta}$ . Za takové situace pak pro transformátor s převodem 1:1 platí  $u_{T1}(t) = u_{T2}(t)$ , z čehož plyne, že při provozu na správné frekvenci a s adekvátním zatížením se z hlediska napěťových a proudových poměrů transformátor v použitém obvodu projevuje, jako by tam vůbec nebyl a levý můstek na *Obrázku 3.1* byl zcela propojen s pravým maticovým měničem. Při analýze chování obvodu a návrhu časování spínání jednotlivých tranzistorů tedy lze vyjít z toho, že obě části měniče jsou z hlediska napěťových a proudových poměrů de-facto propojeny a na transformátor lze nahlížet jen jako na propojku s parazitními vlastnostmi.



Obrázek 3.4: Schéma výkonové části realizovaného měniče s náhradním schématem transformátoru

### 3.3 Řízení spínačů

#### 3.3.1 Snižování napětí

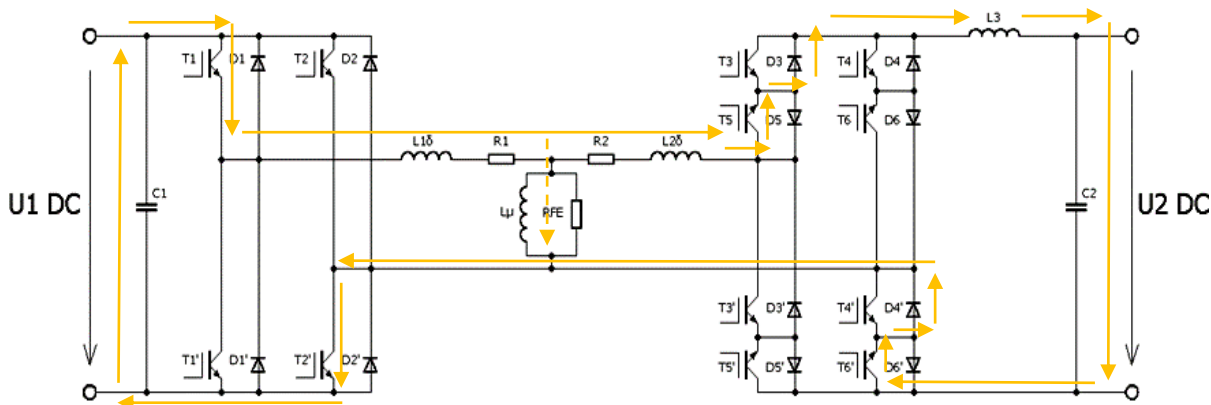
V režimu snižování napětí pracuje měnič v I. nebo III. kvadrantu dle *Tabulky 3.1*. Levý můstek pracuje v režimu střídání napětí  $U_1$ , jelikož jeho vstupem je napětí s filtrační kapacitou a výstupem napětí přenášené přes transformátor, jedná se o tzv. střídač napěťového typu, který z principu své funkce nesmí vytvořit zkrat zdroje  $U_1$ . Naproti tomu pravý maticový měnič, který v tomto režimu pracuje jako usměrňovač napětí z meziobvodu, je na stejnosměrné, respektive nízkofrekvenční, straně připojen k filtrační tlumivce. Maticový měnič sice usměrňuje napětí, ale toto napětí vytváří proud indukčnosti  $L_3$ , pro níž musí matice spínačů minimálně vždy, když je tlumivka nabuzená, zajistit uzavření obvodu, jímž může protékat proud. Maticový měnič musí být tedy řízen jako proudový, u něhož je nežádoucí rozpojení obvodu cívky v době jejího nabuzení a zkrat prvků  $L_3$ ,  $C_2$  je pro proud ve směru odbuzujícím  $L_3$  akceptován.

Na základě uvedených požadavků na můstek a matici spínačů bylo v rámci této diplomové práce navrženo pro snižující měnič spínání tranzistorů v následujících sekvencích pro I. kvadrant:



### Časový úsek 1:

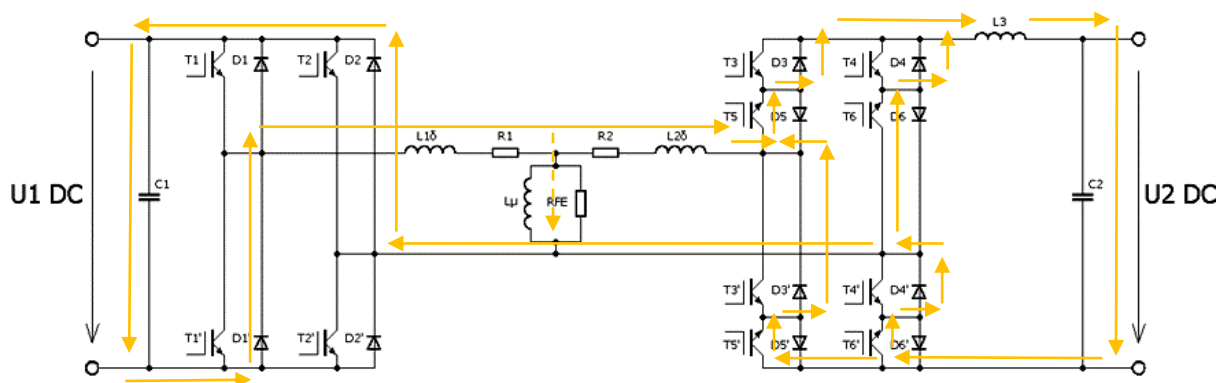
Jsou sepnuty tranzistory  $T_1$ ,  $T_2'$ ,  $T_5$  a  $T_6'$ . Proud  $I_1$  i  $I_2$  jsou kladné a uzavírají se přes sepnuté tranzistory a příslušné diody. Proud narůstá se strmostí omezenou indukčností  $L_3$ . Pokud jsou kapacity  $C_1$  a  $C_2$  dostatečně vysoké na to, aby na nich narůstající proud během doby držení dané spínací kombinace nevytvořil podstatné změny napětí, lze konstatovat, že  $L_3$  jakožto nositel podstatné indukčnosti v dané smyčce určuje právě společně s činným odporem smyčky časovou konstantu přechodného děje nárůstu proudu. Malý, ve srovnání s  $I_2$  zanedbatelný, proud se uzavírá přes příčnou větev náhradního schématu transformátoru.



Obrázek 3.5: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 1

### Časový úsek 2:

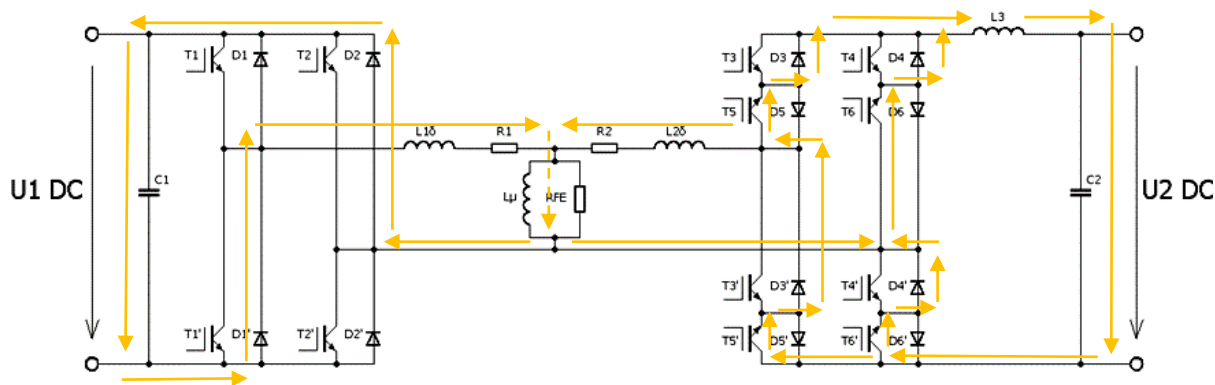
Jedná se o úsek následující bezprostředně po úseku 1 a zahrnuje stav, kdy předtím sepnuté  $T_1$  a  $T_2'$  se vypínají a v maticovém měniči k sepnutým  $T_5$  a  $T_6'$  přibývají  $T_5'$  a  $T_6$ . V dané situaci začne docházet k odbuzování indukčností obvodu, přičemž zásadní vliv zde mají  $L_3$  a  $L_\mu$ . Po nastavení uvedených spínacích kombinací, se proud tekoucí přes  $L_3$  uzavře přes tranzistory  $T_5$ ,  $T_5'$ ,  $T_6$  a  $T_6'$  a částečně přes oddělovací transformátor a  $L_3$  se odbuzuje do  $C_2/U_2$ . Zároveň začne probíhat odbuzování rozptylových indukčností transformátoru, který začne část své energie vracet do  $C_1/U_1$  přes  $D_1'$  a  $D_2$ .



Obrázek 3.6: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 2, bezprostředně po přepnutí

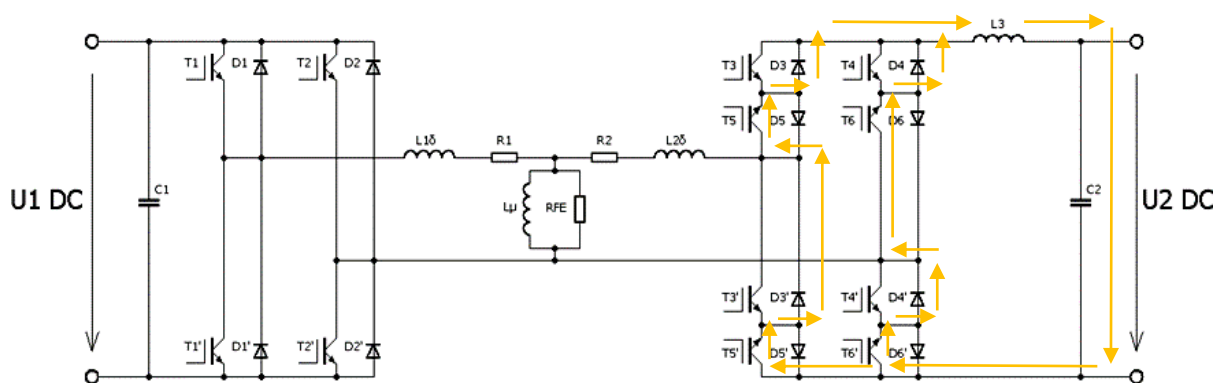


Z hlediska náhradního schématu se v oddělovacím transformátoru jako první odbudí  $L_{2\delta}$ , následně dojde k vytvoření toku proudu sekundární stranou transformátoru v opačném směru a jeho magnetizační indukčnost se odbuzuje do obou stran měniče, ovšem s ohledem na napětové poměry, lze předpokládat, že se většina energie jádra transformátoru přesune do  $C_1/U_1$ .



Obrázek 3.7: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 2, při demagnetizaci transformátoru

Z principu správné funkce, kde z hlediska časových úseků srovnatelných s periodou střídavého meziobvodu lze proud indukčnosti  $L_3$  považovat za stejnosměrný, v podstatě konstantní, zatímco proud transformátorem je střídavý, musí být  $L_3$  nabuzena značně více, než  $L_\mu$ . Proto po odsycení jádra transformátoru a předání jeho energie, zanikne při dané spínací kombinaci proud v transformátoru a levém můstku měniče. V daný okamžik se proud uzavírá pouze přes sepnuté tranzistory pravého maticového měniče, kde se pomalu odbuzuje tlumivka  $L_3$ .



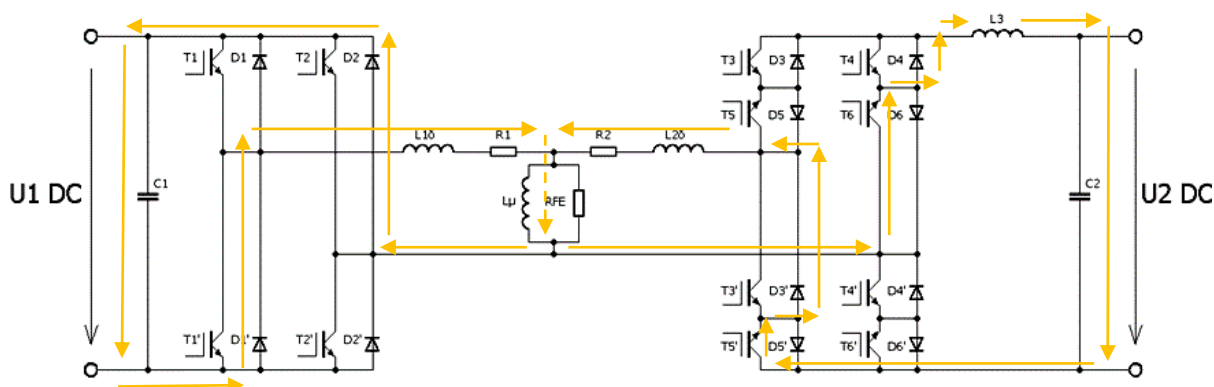
Obrázek 3.8: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 2, po demagnetizaci transformátoru

V dané spínací kombinaci musí řídicí systém měnič udržovat minimálně po tzv. bezpečnostní dobu, která zaručí bezpečné vypnutí  $T_1$ ,  $T_2'$ , aby v levém střídači mohla být spuštěna druhá dvojice spínačů, a bezpečné sepnutí  $T_5'$ ,  $T_6$ , aby  $T_5$ ,  $T_6'$  mohly být vypnuty při zachování proudové smyčky proudu indukčnosti  $L_3$ . Popsaný časový úsek může trvat buď naprosto zanedbatelnou dobu ve srovnání se spínací kombinací úseku 1, a v podstatě pouze znázorňovat komutaci polovodičových prvků a změnu polaritu v meziobvodu, anebo udržovat měnič ve stavu, kdy neprobíhá přesun energie mezi oběma stranami – po odbuzení  $L_3$  klesne proud touto indukčností na nulu a i přes setrvání sepnutí  $T_5$ ,  $T_5'$ ,  $T_6$  a  $T_6'$  se celý měnič nachází v bezproudém stavu. Z hlediska napětového namáhání polovodičů a

minimalizace jalového výkonu střídavého meziobvodu je zapotřebí, aby transformátor měl co nejnížší rozptylové indukčnosti.

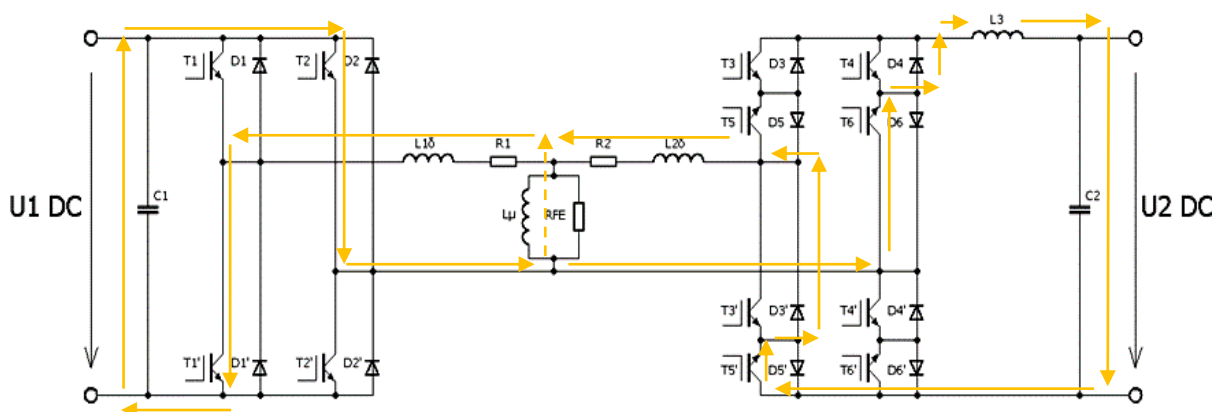
### Časový úsek 3:

V tomto úseku dochází k současnému požadavku na sepnutí  $T_1'$  a  $T_2$  a vypnutí  $T_5$  a  $T_6'$ . Pokud požadavek na sepnutí tranzistorů vyvstane ještě předtím, než klesne na nulu proud diodami  $D_1'$  a  $D_2$  a tedy než se demagnetizuje transformátor, sepnou se  $T_1'$  a  $T_2$  měkce neboť k níže popsanému stavu dojde až po poklesu proudu těmito diodami na nulu. Poté, co je sepnuta daná spínací kombinace, zaniká proud do té doby tekoucí  $T_5$  a  $T_6'$ . Pokud daná spínací kombinace nastane dříve, než je demagnetizován transformátor, dojde napřed k jeho demagnetizaci a až poté se magnetizuje s opačnou polaritou. V takovém případě probíhá proud způsobující demagnetizaci dle následujícího obrázku.



Obrázek 3.9: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 3, před demagnetizací transformátoru

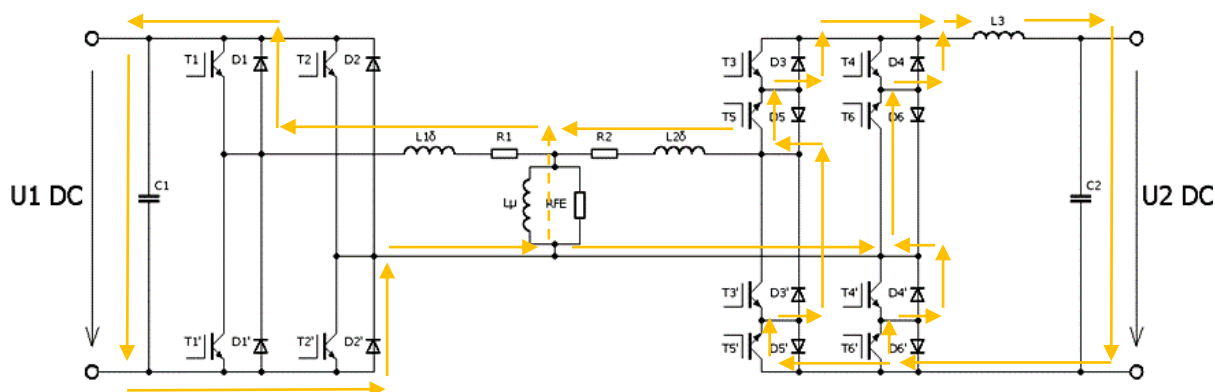
Po demagnetizaci transformátoru, ať uskutečněné před sepnutím této spínací kombinace nebo až po ní, začne protékat proud spínací  $T_1'$  a  $T_2$ , v tu chvíli dochází opět k přesunu energie z  $C_1/U_1$  do  $C_2/U_2$ , přičemž oproti stavu popsanému v rámci časového úseku 1 v danou chvíli teče proud v meziobvodu opačným směrem, ale  $I_1$  i  $I_2$  zůstávají směrově nezměněny.



Obrázek 3.10: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 3, po demagnetizaci transformátoru

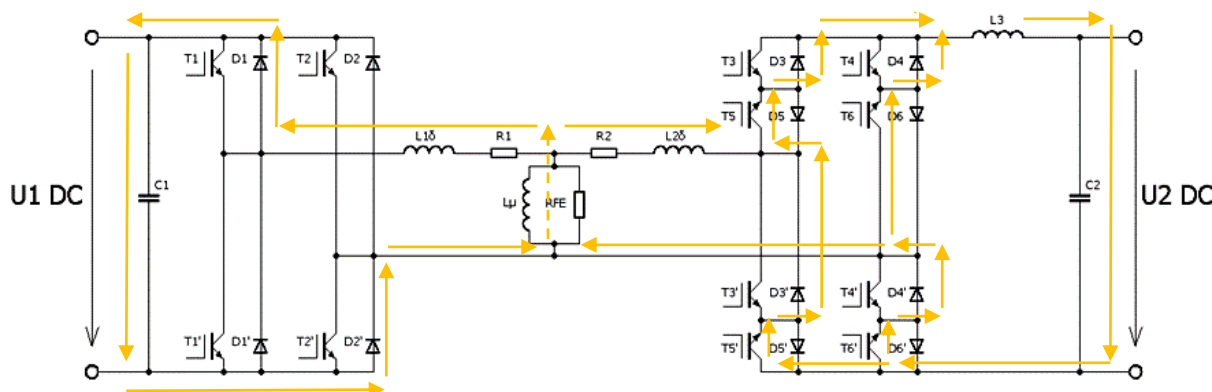
#### Časový úsek 4:

Tento časový úsek je analogický k úseku 2, dochází k vypnutí  $T_1'$  a  $T_2$ , spínají se  $T_5$  a  $T_6'$ . Proud indukčnosti  $L_3$  se nyní začíná uzavírat přes  $T_5$ ,  $T_5'$ ,  $T_6$  a  $T_6'$ . Dochází k odbuzování transformátoru.



Obrázek 3.11: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 4, bezprostředně po přepnutí

Poté, co se odbudí  $L_{1\delta}$  a  $L_{2\delta}$ , změní se ve vinutí transformátoru směr proudu a transformátor se demagnetizuje.



Obrázek 3.12: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve snižujícím I. kvadrantu, časovém úseku 4, při demagnetizaci transformátoru

Po demagnetizaci jádra zůstane proud téct pouze v pravém maticovém měniči a situace bude shodná s Obrázkem 3.8. V daném okamžiku, ale i dříve, je možné sepnout spínací kombinaci popsanou v rámci časového úseku 1 a celý cyklus se opakuje.

Proud tekoucí tlumivkou  $L_3$ , lze regulovat změnou poměru trvání časových úseků 1, 3 x 2, 4. Pro zajištění správného sycení jádra transformátoru, je zapotřebí dodržet rovnost doby trvání úseků 1, 3 a 2, 4. V případě požadavku na nejvyšší proud mohou úseky 2 a 4 zabírat jen velmi malou ve srovnání s 1 a 3 zanedbatelnou dobu potřebnou jen k bezpečnému přepnutí tranzistorů, prodlužováním těchto dob na úkor trvání úseků 1 a 3 se snižují střední hodnoty proudů na obou stranách měniče – mění se poměr dob buzení a odbuzování  $L_3$ .

Nulový proud se zajistí trvalým sepnutím  $T_5$ ,  $T_5'$ ,  $T_6$  a  $T_6'$ , čímž dojde k odbuzení  $L_3$  postupným předáním energie do  $C_2$ /zdroje  $U_2$ . Při poklesu proudu tlumivkou  $L_3$  na nulu je možné vypnout všechny tranzistory v měniči, tento krok však v řídicím systému realizovaného měniče v rámci snižujícího režimu nebyl aplikován. V rámci obsluhy tranzistorů je však potřeba hlídat, zda  $U_2$  nezměnilo svou polaritu, v takovém případě by totiž ponechání sepnutých spínačů  $T_5$ ,  $T_5'$ ,  $T_6$  a  $T_6'$ ,

které v I. kvadrantu odbuzují  $L_3$ , vedlo naopak k jejímu nabuzení a v podstatě ke zkratu  $C_2/U_2$ . Pokud dojde k tomuto stavu, je potřeba se přepnout do příslušného jiného kvadrantu.

V rámci snižujícího režimu by bylo možné aktivně řídit jen  $T_1, T_1', T_2, T_2'$  a  $T_5, T_5', T_6, T_6'$  nechat trvale sepnuté. Tento provoz však nebyl realizován v souvislosti s algoritmizací.

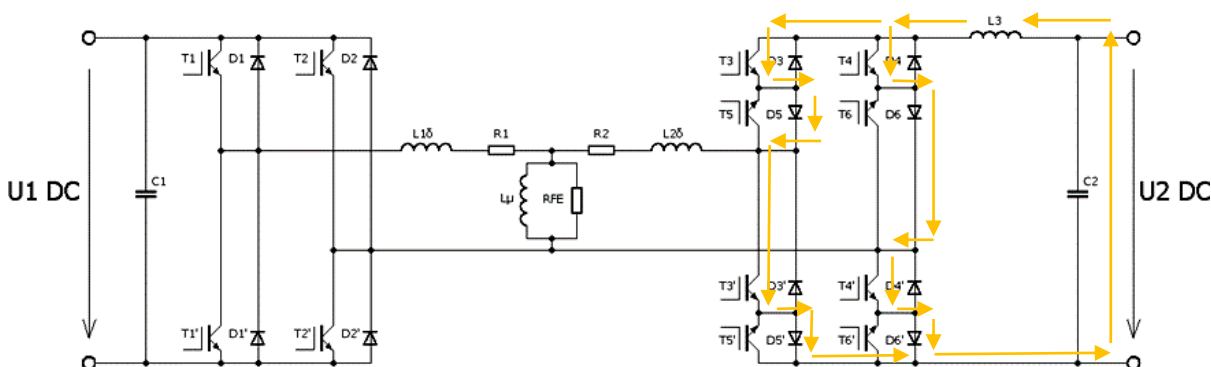
III. kvadrant dle *Tabulky 3.1* – tedy režim snižování napětí s opačnou polaritou  $U_2$  – funguje principiálně stejně, rozdíl je v záměně spínání mezi  $T_5, T_3'; T_5', T_3; T_6, T_4'$  a  $T_6', T_4$ .

### 3.3.2 Zvyšování napětí

V režimu zvyšování napětí měnič pracuje ve II. nebo IV. kvadrantu. V tomto režimu pracuje pravý maticový měnič jako střídač a levý můstek jako usměrňovač, aktivně jsou řízeny jen tranzistory pravého maticového měniče, levý můstek využívá ke své činnosti, tj. přenosu energie z meziobvodu do  $C_1/U_1$ , pouze usměrňovací diody. V následujících odstavcích bude popsáno řízení spínačů při provozu ve IV. kvadrantu.

#### Časový úsek 1:

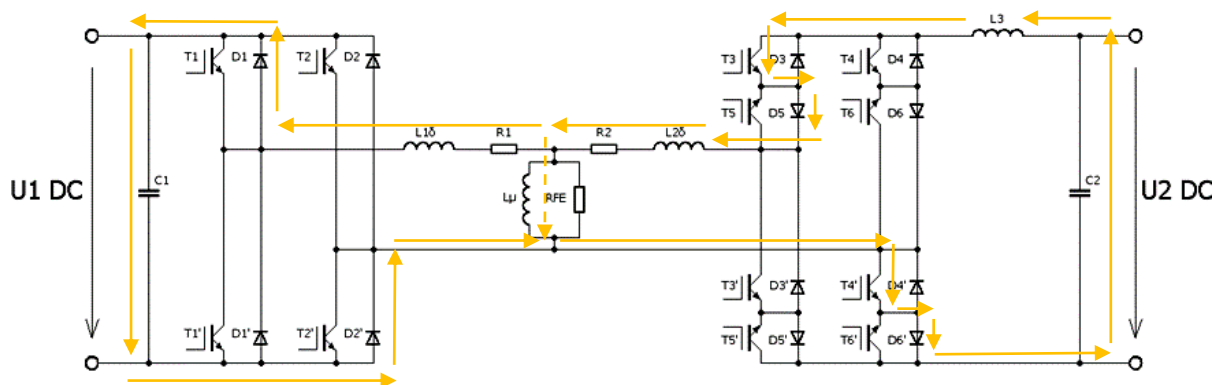
V tomto úseku jsou sepnuty  $T_3, T_3', T_4$  a  $T_4'$ . Přes tyto tranzistory probíhá buzení indukčnosti  $L_3$ . Daný stav nesmí trvat příliš dlouho s ohledem na časovou konstantu nárůstu proudu, aby nedošlo ke vzniku zkratového proudu.



Obrázek 3.13: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 1, při buzení  $L_3$

#### Časový úsek 2:

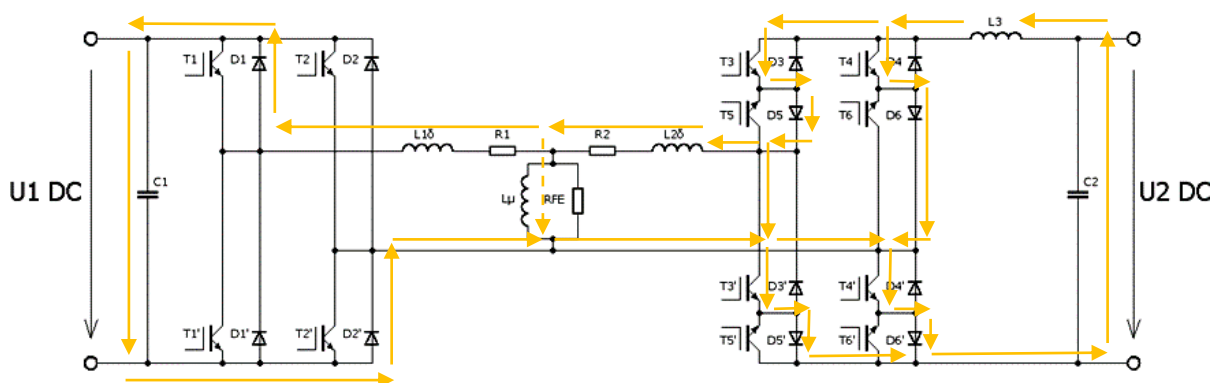
Dochází k vypnutí tranzistorů  $T_3'$  a  $T_4$ . Proud indukčností  $L_3$ , který se do té doby uzavíral přes tyto tranzistory, přechází do meziobvodu, kde dochází k předání energie a tedy vytvoření proudu na levé části transformátoru – dříve primární – tekoucího z transformátoru přes diodu  $D_1$  do  $C_1/U_1$  a zpět přes  $D_2'$ . V daném okamžiku dochází k odbuzování  $L_3$ , malý proud se opět uzavírá také přes magnetizační indukčnost transformátoru.



Obrázek 3.14: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 2

### Časový úsek 3:

Dochází k opětovnému zapnutí spínačů  $T_3'$  a  $T_4$ . Proud tlumivkou  $L_3$ , která se dosud odbuzovala přesunem energie do  $U_1/C_1$  se začíná uzavírat přes  $T_3$ ,  $T_3'$ ,  $T_4$  a  $T_4'$ . Po sepnutí spínačů se začíná odbuzovat transformátor, situace je znázorněna níže.

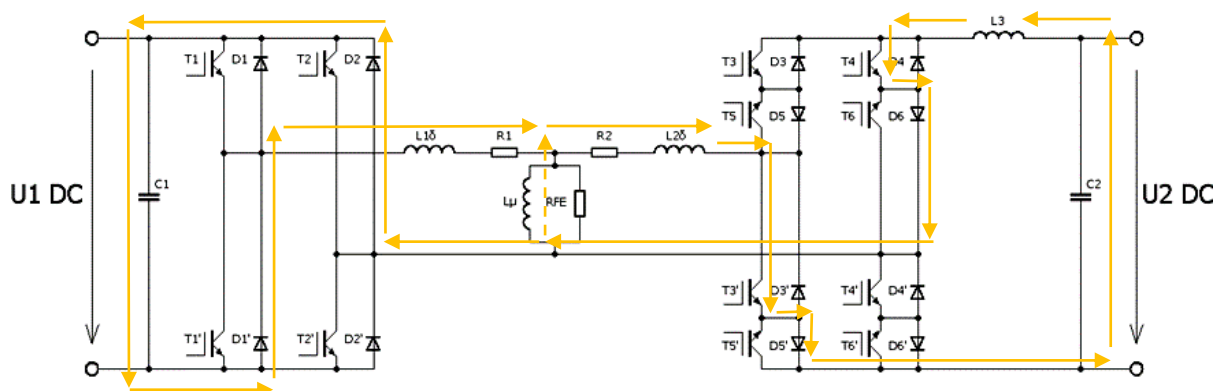


Obrázek 3.15: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 3, před odbuzením rozptylové indukčnosti transformátoru

Poté, co dojde k odbuzení magnetizační indukčnosti transformátoru, ustálí se proud pouze v pravém maticovém měniči dle Obrázku 3.13.

### Časový úsek 4:

V rámci tohoto úseku dochází k předání energie naakumulované předchozím buzením v  $L_3$  do  $U_1/C_1$ , obdobně, jako v úseku 1. Rozdíl je zde v opačné polaritě napětí v meziobvodu. V tomto časovém úseku se vypínají  $T_3$  a  $T_4'$ . Proud indukčnosti  $L_3$  začne odtékat do meziobvodu, na dle Obrázku 3.4 levé straně transformátoru se uzavírá proud tekoucí přes  $D_2$ ,  $C_1$ /zdroj  $U_1$  a  $D_1'$ . Pokud dojde k sepnutí této spínací kombinace dříve, než se demagnetizuje transformátor, dojde k jeho demagnetizaci přesunem energie z  $L_\mu$  do  $C_1$ /zdroje  $U_1$  a do doby jeho demagnetizace se v rámci jeho náhradního schématu uzavírá proud přes  $L_\mu$  v opačném směru, než jaký následně touto spínací kombinací vznikne. Po demagnetizaci se proudy v měniči uzavřou dle následujícího obrázku:



Obrázek 3.16: Spínací kombinace prvků obvodu s náhradním transformátorem ve zvyšujícím IV. kvadrantu, časovém úseku 4, po demagnetizaci transformátoru z předchozího stavu

Následuje opakování cyklu, tedy stav popsáný v rámci časového úseku 1, tj. opětovné zapnutí tranzistorů  $T_3$  a  $T_4'$ . Po sepnutí této kombinace dozívá napřed proud rozptylovými indukčnostmi – analogicky k Obrázku 3.15, poté dochází k demagnetizaci jádra transformátoru. Následuje stav popsáný v rámci časového úseku 1 ilustrovaný na Obrázku 3.13, eventuálně může měnič přejít do stavu popsáného v rámci časového úseku 2 ještě dříve, než dojde k odbuzení magnetizační indukčnosti, v takovém případě nastane situace popsaná v rámci Obrázku 3.14 s tím rozdílem, že proud příčnou větví náhradního schématu transformátoru poteče až do demagnetizace z předchozího stavu opačným směrem, než je znázorněno.

Pro správné sycení transformátoru je nutné dodržet rovnost dob trvání časových úseků 1, 3 a 2, 4. Velikost proudu  $I_2$  v rámci zvyšujícího režimu lze opět řídit poměrem dob trvání časových úseků 1,3 – kdy je buzena indukčnost  $L_3$  a prodlužováním těchto dob se střední hodnota proudu  $I_2$  zvyšuje – a 2,4, kdy je  $L_3$  odbuzována do  $C_1$ /zdroje  $U_1$ , a prodlužováním trvání těchto úseků se střední hodnota  $I_2$  snižuje.

Celkově je situace z hlediska řízení proudu poněkud složitější než v případě snižujícího režimu – zejména při požadavku na pokles k nule. Chceme-li odbudit tlumivku  $L_3$  ve snižujícím režimu a nechat tedy proud  $I_2$  klesnout k nule, stačí v levém maticovém měniči ponechat sepnuté příslušné tranzistory a vyčkat až proud zanikne, viz kapitola 3.3.1. Ve zde popisovaném zvyšujícím režimu to ale takto řešit nejde, protože odbuzování  $L_3$  probíhá skrze oddělovací transformátor a měnič nelze nechat příliš dlouhou dobu – potřebnou k odbuzení  $L_3$  z velkého proudu – ve spínací kombinaci odpovídající časovému úseku 2 nebo 4, protože to by vedlo k přesycení jádra transformátoru. Poté, co by k tomuto došlo, by jeho vinutí v podstatě vytvořilo zkrat tlumivce  $L_3$  a ta by se namísto odbuzování do  $C_1$ /zdroje  $U_1$  začala nekontrolovaně budit přes transformátor, který by již nepřenášel energii do protilehlého vinutí.

Ke správné činnosti transformátoru, je zapotřebí spínací kombinace časových úseků 2 a 4 periodicky střídat s frekvencí meziobvodu, mezi těmito dvěma stavy však měnič musí přecházet přes spínací kombinace popsané v rámci časových úseků 1 a 3, které však indukčnost  $L_3$  budí, přičemž doba trvání úseků 1 a 3 musí být minimálně taková, aby se během ní stíhaly bezpečně spínat a vypínat tranzistory. Pokud chceme nechat ve zvyšujícím režimu proud indukčností  $L_3$  klesnout k nule a vypnout spínání polovodičů, je potřeba nastavit trvání časových úseků 1 a 3 na minimální možnou úroveň a trvání úseků 2 a 4 na maximální vyplňující zbytek periody meziobvodu. V takovém případě lze při správném dimenzování prvků měniče docílit vznik přerušovaného proudu tlumivkou  $L_3$ , kdy v rámci časových úseků 2 a 4 dochází k samovolným poklesům proudu na nulu. Tyto okamžiky je pak potřeba sledovat a při jejich dosažení vypnout veškeré tranzistory.

Zvyšování proudu tlumivkou se docílí prodloužením časových úseků 1 a 3 a zkrácením 2 a 4. Při požadavku na maximální proud  $I_2$  by teoreticky bylo možné nechat trvale sepnutou spínací kombinaci odpovídající časovým úsekům 1 a 3, ovšem v takovém případě by se přes meziobvod nepřenášela žádná energie do  $C_1$ /zdroje  $U_1$  a měnič by pouze mařil energii přicházející z  $C_2$ /zdroje  $U_2$  v odporech proudové smyčky, což by činil v podstatě zkratem. Z technického hlediska je tedy žádoucí vytvořit limit minimálního trvání časových úseků 2 a 4, aby nedocházelo k přesycování  $L_3$  a energie byla stále přenášena do  $C_1$ /zdroje  $U_1$  ve prospěch účinnosti systému.

II. kvadrant dle *Tabulky 3.1* se oproti IV. kvadrantu z hlediska řízení spínačů liší záměnou funkcí dvojic spínačů  $T_3, T_5$ ;  $T_3', T_5'$ ;  $T_4, T_6$ ;  $T_4', T_6'$ .



## 4. Realizovaný laboratorní vzorek

### 4.1 Použité komponenty

#### 4.1.1 Vstupní prvky

Měnič byl realizován na základě komponentů již dříve určených k realizaci dané koncepce v rámci disertačních prací na Katedře elektroniky Fakulty elektrotechniky a informatiky Vysoké školy báňské – Technické univerzity Ostrava. Dostupné komponenty před realizací této diplomové práce obsahovaly následující jednotlivé moduly, z nichž bylo možné složit daný měnič.

#### Kondenzátorová baterie



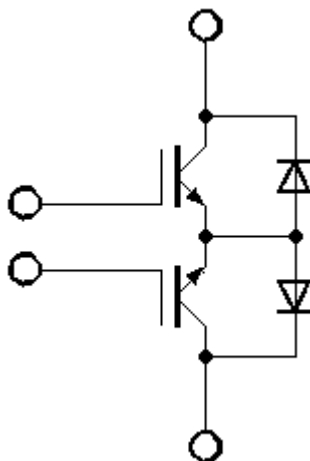
*Obrázek 4.1: Dostupná kondenzátorová baterie*

Dostupná kondenzátorová baterie se skládá ze 3 paralelně řazených kondenzátorů typu K01450222 firmy KENDEIL S. L. R, každého se jmenovitou kapacitou 2 200  $\mu\text{F}$ . Baterie byla použita jako kapacita, dle výše uvedených schémat,  $C_1$ .



### Maticové měniče

K dispozici byly dvě maticové sestavy tvořené výkonovými spínacími moduly SK60GM123, firmy Semikron s. r. o., kde každý polovodičový modul zahrnuje následující obvod:



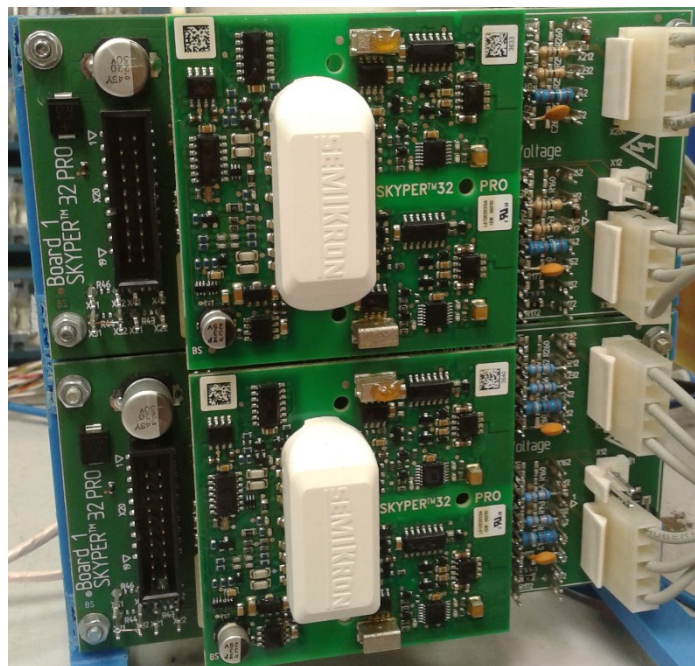
*Obrázek 4.2: Vnitřní  
struktura modulu  
SK60GM123*

Moduly SK60GM123 jsou určeny pro spínání proudů 40 A při teplotě chladiče 80 °C a blokovaní blokovacího napětí 1 200 V. V rámci dostupných komponentů byly zapájeny do DPS v maticových zapojeních odpovídajících struktuře maticového měniče uvedeného v rámci *Obrázku 3.4*. Komponenty zahrnovaly i chladiče typu P3 firmy Semikron s. r. o. a ventilátory k chladičům. Připojení spínacích modulů k budičům bylo realizováno prostřednictvím konektorů instalovaných v DPS.

Jedna z těchto maticových sestav byla použita jako pravý maticový měnič zvoleného konceptu, druhá pak k realizaci levého můstku, který byl z maticové struktury vytvořen přemostěním příslušných paralelních dvojic tranzistorů a diod spínacích modulů. Tato přemostění již byla vytvořena dříve při vytváření sestavy, nikoliv v rámci této diplomové práce.

### Budiče polovodičových modulů

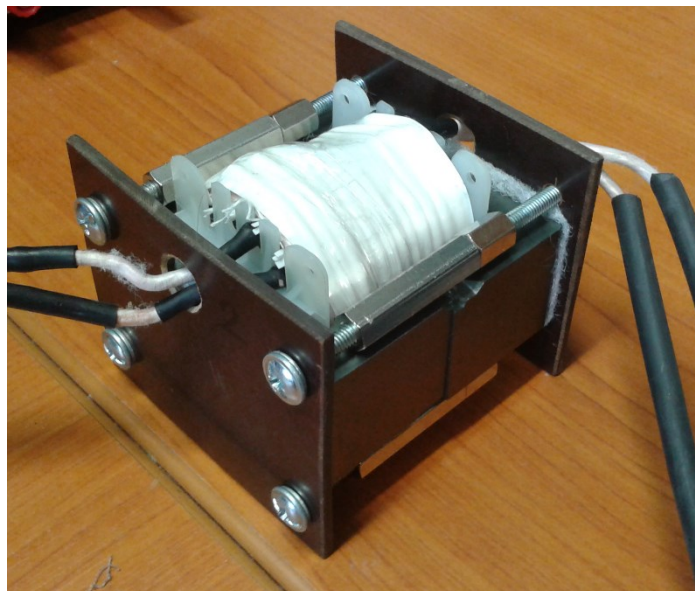
K buzení modulů SK60GM123 byly použity budiče SKYPER 32 PRO R v kombinaci s přizpůsobovacími redukcemi Board 1 SKYPER 32PRO R. Budiče měly nastavením přizpůsobovacích redukcí vypnuté generování bezpečnostních dob mezi přepínáním horních a dolních tranzistorů jimi ovládaných dvojic a měly nastavené rychlé spínání polovodičových prvků.



*Obrázek 4.3: Dvojice použitých budičů SKYPER 32 PRO R nasazených na přizpůsobovacích deskách*

#### Oddělovací transformátor

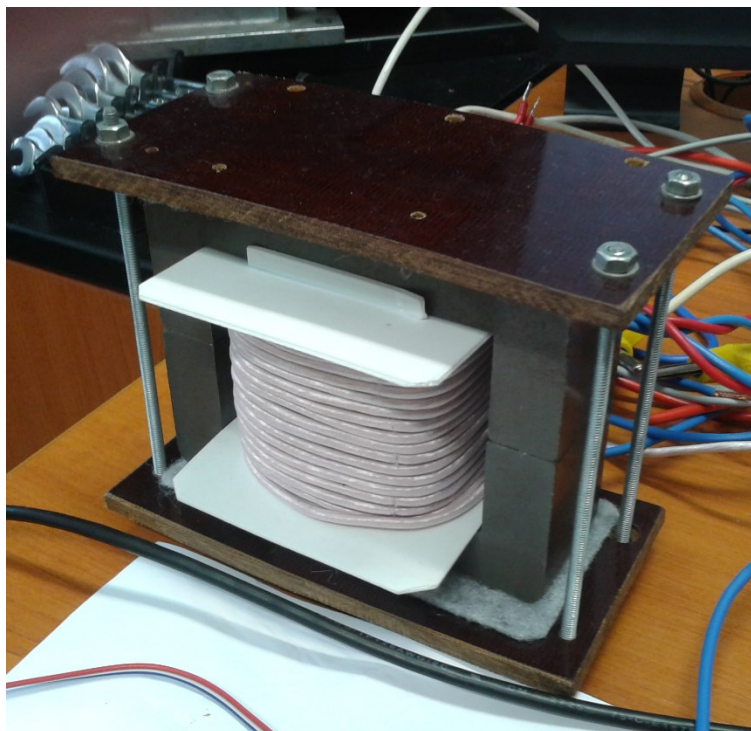
K dispozici byl rovněž oddělovací středofrekvenční transformátor, dle dostupných informací navržený na 50 kHz, 110 V a 10 A. Měřením naprázdno a nakrátko na  $RLC$  můstku mu byla zjištěna celková rozptylová indukčnost  $8,32 \mu\text{H}$  a magnetizační indukčnost  $2,7 \text{ mH}$ . Transformátor se svým maximálním povoleným napětím a proudem stal společně s tlumivkou hlavním limitujícím prvkem, co se týče napěťových a proudových poměrů realizovaného měniče.



*Obrázek 4.4: Oddělovací transformátor*

#### Tlumivka

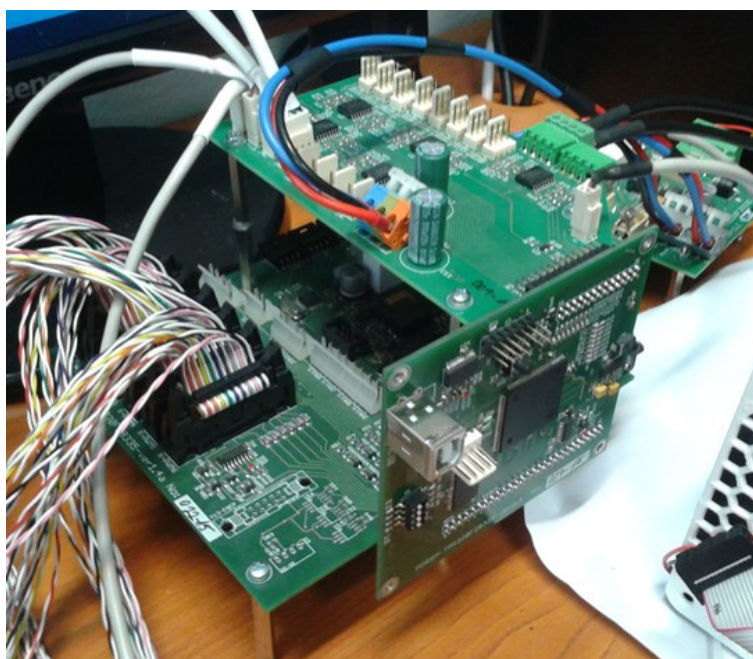
K dispozici byla tlumivka navržená na 10 A s měřením zjištěnou indukčností  $3,5 \text{ mH}$ .



*Obrázek 4.5: Dostupná tlumivka*

#### Řídicí systém

Pro řízení měniče byl použit řídicí systém vyvinutý na Katedře elektroniky Fakulty elektrotechniky a informatiky Vysoké školy báňské – Technické univerzity Ostrava. Je založený na mikroprocesoru TMS320F28335 firmy Texas Instruments Incorporated. Systém disponuje mimo jiného 16 analogovými vstupy a 6 dvojitými PWM moduly založenými na hardwarových perifériích mikroprocesoru pracujících převážně nezávisle na jeho jádru. Mikroprocesor je 32 – bitový s plovoucí čárkou a jeho jádro pracuje na frekvenci 150 MHz.



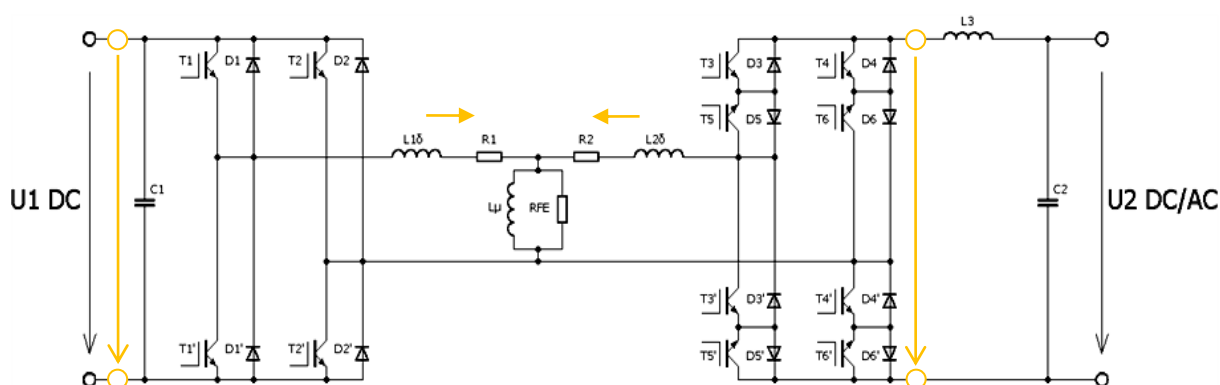
*Obrázek 4.6: Použitý řídicí systém*

#### 4.1.2 Provedené úpravy

U výše popsaných vstupních komponent byly provedeny následující úpravy:

##### Přeskupení čidel

Maticové struktury polovodičových spínačů popsaných výše zahrnovaly každá dva snímače napětí a dva snímače proudu. V rámci jejich původně zamýšleného zapojení se napěťové snímače nacházely jeden na stejnosměrné straně levého můstku a druhý na nízkofrekvenční straně mezi pravým maticovým měničem a filtrační tlumivkou  $L_3$ . Snímače proudu pak byly umístěny na vstupech vinutí oddělovacího transformátoru. Snímané veličiny ve vazbě k původnímu umístění čidel na použitých maticových sestavách jsou znázorněny na následujícím obrázku.



Obrázek 4.7: Veličiny snímané snímači v jejich původních umístěních

Pro snímání napětí byly použity LV 25-P firmy LEM, které mají při použití  $25\text{ k}\Omega$  předřadných rezistorů udávanou dobu náběhu  $40\text{ }\mu\text{s}$ , což je pro snímání obdélníkového napětí o frekvenci meziobvodu nedostatečné – snímače jsou pro tento účel pomalé. Z tohoto hlediska se nejvíce jako vhodné využití daných čidel ke snímání napětí z pohledu toku energie zleva doprava na výstupní straně pravého maticového měniče ještě před tlumivkou, protože oscilace napětí v tomto místě budou frekvenčně odpovídat meziobvodu. Kromě toho, z hlediska řízení měniče a zpětných vazeb nedává smysl měření napětí v tomto místě, navíc měřicí modul tvoří  $RL$  zátěž, která by svou přítomností za určitých okolností mohla ovlivňovat chování samotného měniče. Z hlediska řízení se jeví jako praktické měření napětí  $U_2$  znázorněného na Obrázku 4.7, tedy měření až za tlumivkou  $L_3$ . S Ohledem na to byla v rámci této diplomové práce oddělena část DPS se snímačem a jeho okolní součástkovou sítí od zbylé části desky s polovodičovými moduly za vzniku samostatného měřicího modulu, jehož vstup byl následně připojen na napětí  $U_2$ .

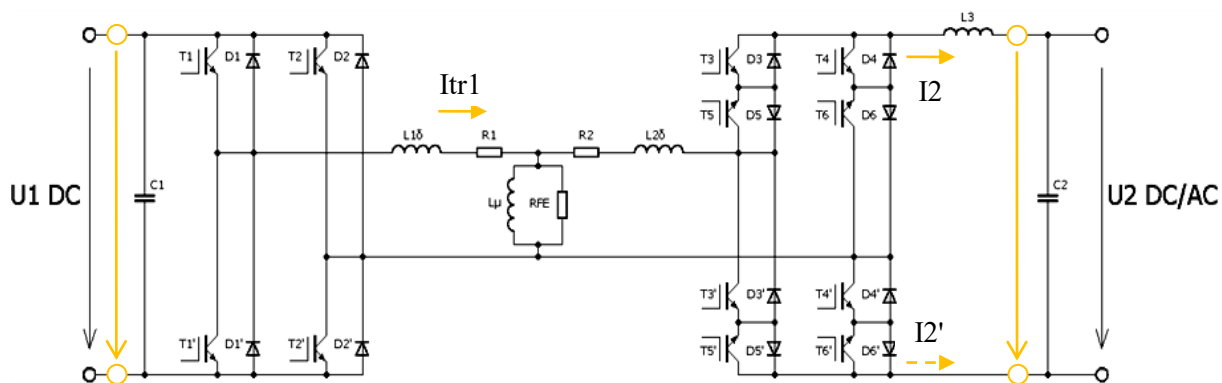
Pro snímání proudu byly využity snímače LAH 25-NP firmy LEM, které na rozdíl od použitých napěťových snímačů mají dostatečně rychlou odezvu pro měření proudu v meziobvodu. Snímač měřící proud mezi levým můstkem a oddělovacím transformátorem byl ve svém původním umístění ponechán, i když v rámci následné softwarové obsluhy řídicího systému nebyl využit. Druhý snímač proudu byl přemístěn mezi tranzistor T6' a kapacitu  $C_2$  vzájemnou záměnou vstupů a výstupů pravého maticového měniče, která z principu matice je možná a nevytváří změnu zapojení spínačů vůči ostatním součástkám. Pouze v rámci matice přemísťuje jednotlivé tranzistory a diody do pozic jiných spínačů. Tato záměna sice přenesla původní body snímání napětí u pravého maticového měniče na stranu střídavého meziobvodu, to ale s ohledem na výše popsanou separaci a přemístění napěťového



snímače nevadí. Přemístěný proudový snímač byl z konstrukčních důvodů umístěn do dolní části schématu, ovšem označíme-li si proud jím snímáný jako  $I_2'$  a vyjádíme-li z původního označení proudu tekoucího tlumivkou  $L_3$  jako  $I_2$ , pak lze napsat, že:

$$I_2 = -I_2' \quad (2)$$

Snímač proudu tak ve svém novém umístění měří de-facto  $I_2$ , což je veličina, která je důležitá z hlediska řízení.



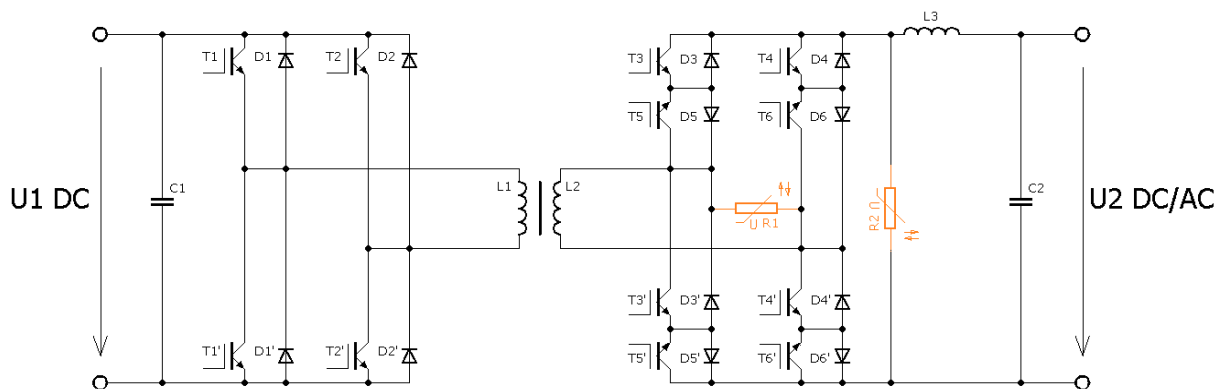
Obrázek 4.8: Znáznornění výsledně snímáných napětí a proudů

Pro účely řízení a softwarových ochran tedy bylo zajištěno snímání napětí  $U_1$ ,  $U_2$  a proudů  $I_{tr1}$  a  $I_2$ .

#### Doplnění přepět'ových ochran

Použité budiče disponují ochranou polovodičových spínačů proti přetížení, zejména zkratu, rychlým vypnutím v případě detekce vysokého úbytku napětí na sepnutém tranzistoru. Tato funkce je nezávislá na řídicím systému a je mu nadřazená. V rámci pravého maticového měniče, který je proudového charakteru, však s ohledem na energii akumulovanou v tlumivce  $L_3$  nesmí z principu dojít k rozpojení proudové smyčky proudu tlumivkou, dokud tento neklesne k nule. Z tohoto důvodu je nutné vždy zajistit nenulovému proudu indukčnosti  $L_3$  cestu, kterou se může uzavřít, a to i v případě, kdy dojde k uzavření vedoucího tranzistoru vybavením nadproudové ochrany nebo chybnou funkcí řídicího systému.

S ohledem na to byl pravý maticový měnič vybaven dvěma přepět'ovými ochranami, které v případě vzniku systémově nežádané spínací kombinace chrání polovodičové moduly a eliminují přenos případných napět'ových špiček do meziobvodu. Zapojení ochran je znázorněno na následujícím obrázku.



Obrázek 4.9: Schéma výkonové části realizovaného měniče se znázorněním přepětových ochran

K ochraně před přepětím byly využity varistory, které byly připojeny k DPS spínacích modulů.

#### Návrh výstupní kapacity $C_2$ a dosazení kondenzátorů

Jak již bylo uvedeno v rámci kapitoly 3.1, realizovaná koncepce vyžaduje kapacitu, dle Obrázku 3.1  $C_2$  pro krytí středofrekvenčních proudových pulzů. Daná kapacita však slouží také k převádění proudu tlumivky  $L_3$ , která ve snižujících režimech tvoří výstup pravého maticového měniče a společně s ním tedy zdroj proudového charakteru, na napětí

Je-li daný měnič provozován v režimu DC – DC, lze v případě malé dynamiky  $U_2$ , tj. mění-li se napětí jen relativně pomalu a neobsahuje-li žádnou podstatnou střídavou složku, konstatovat, že kapacita pouze filtruje středofrekvenční oscilace. V takovém případě je střední hodnota proudu  $I_2$  tekoucího tlumivkou  $L_3$  rovna proudu tekoucímu do zátěže s napětím  $U_2$ . Případné užití vyšší hodnoty kapacity  $C_2$ , než je potřeba k filtraci, z funkčního hlediska ničemu nevádí. Pokud ovšem vznikne požadavek na řízení měniče napětím  $U_2$  s vyšší dynamikou – stejnosměrně nebo střídavě – stává se hodnota  $C_2$  limitujícím faktorem, neboť omezuje rychlost nabíjení kapacity a tedy i dosažitelnou strmost nárůstu  $U_2$ . V případě dynamických změn  $U_2$  pak  $C_2$  neplní pouze funkci filtrace středofrekvenčních kmitů, ale svým vybíjením a nabíjením převádí společně se zátěží proud  $I_2$  na  $U_2$ .

Pokud tedy bude kapacita  $C_2$  příliš nízká, nebude dostatečně filtrovat oscilace z meziobvodu, pokud bude příliš vysoká, bude omezovat dynamiku řízení napětí  $U_2$ .

Proud  $I_2$  nabývá v rámci sestaveného laboratorního vzorku maximálně hodnoty 10 A. Pokud budeme požadovat maximální zvlnění napětí například  $\Delta U_2 = 0,5$  V, pak, jestliže zátěž nebo zdroj připojený na  $U_2$  bude mít dostatečně velkou vnitřní impedanci na to, aby středofrekvenční proudové kmity byly pokryty kapacitou  $C_2$ , bude přibližně platit:

$$C_{2\min} \approx \frac{I_C \cdot \Delta t}{\Delta U_2} = \frac{10 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{0,5} = 200 \mu\text{F}, \quad (3)$$

kde  $I_C$  je proud nabíjející/vybíjející kapacitu (A),  $\Delta t$  doba dobíjení/která odpovídá polovině periody meziobvodu, tj. 10  $\mu\text{s}$  (s) a  $C_{2\min}$  je minimální hodnota kapacity  $C_2$  potřebná k pokrytí proudových oscilací.

Při použití kapacity o této hodnotě, pak můžeme přibližně určit, jak velký proud bude potřeba k jejímu přebíjení v režimu střídače, kdy je vyžadováno měnit výstupní polaritu s frekvencí 50 Hz. Doba přebíjení odpovídá polovině periody, tj. 10 ms, rozdíl napětí je dvojnásobkem amplitudy, při její hodnotě 110 V to bude:

$$I_C \approx C_{2\min} \cdot \frac{\Delta U_2}{\Delta t} = 200 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{220}{0,01} = 4,4 \text{ A} \quad (4)$$

Z výsledku plyne, že při střídání napětí na amplitudu 110 V případně z maximálních 10 A proudu  $I_2$  přibližně 4,4 A na přebíjení filtrační kapacity a pro zátěž zbude rozdíl těchto dvou hodnot.

Sestavený laboratorní vzorek byl testován především v režimu DC-DC, s ohledem na vyšší filtraci byla zvolena kapacita 2 200  $\mu\text{F}$  s kondenzátory K01400222 firmy KENDEIL S. L. R, které byly k dispozici. Pro další rozvoj měniče je možné kondenzátory vyměnit.

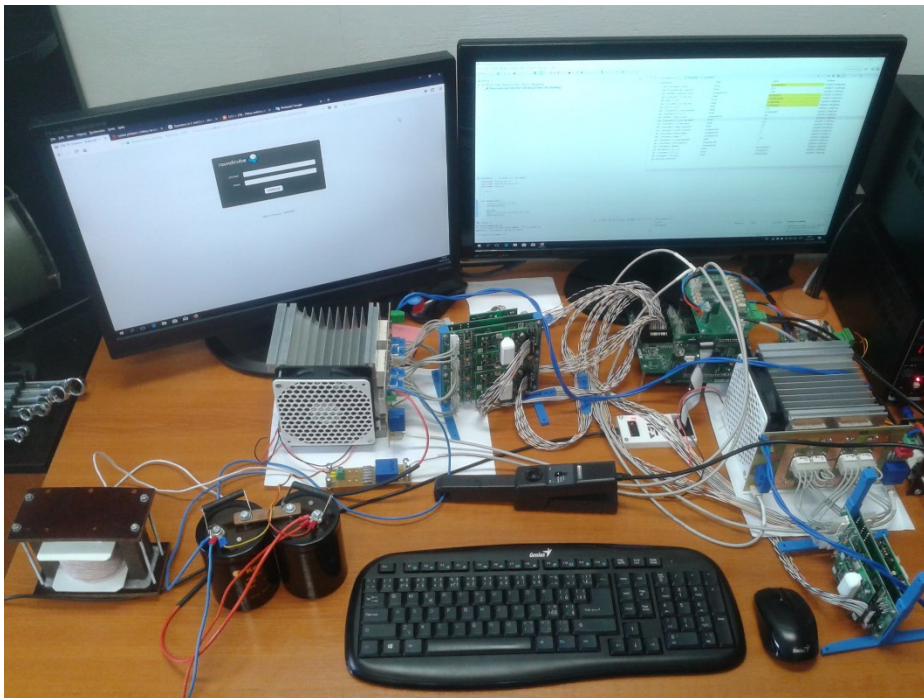
Kapacita  $C_2$  byla realizována dvojicí elektrolytických kondenzátorů výše uvedeného typu v antisériovém zapojení, které umožňuje jejich provoz ve střídavé soustavě.



Obrázek 4.10: Kondenzátory realizující  $C_2$

#### 4.1.3 Sestava

Po provedení výše popsaných úprav byl z dostupných komponent zapojen vzorek měniče, který byl následně postupně oživován.



*Obrázek 4.11: Laboratorní sestava realizovaného měniče*

## 4.2 Systémová algoritmizace

Struktura řízení implementovaná v mikroprocesoru byla rozdělena do několika základních částí. První je počáteční inicializace, ta provádí výchozí nastavení mikroprocesoru, jeho využitých periférií a některých periférií řídicího systému po připojení k napájení. V rámci spínání měniče je vždy nutné napřed aktivovat řídicí systém a budiče, které jsou napájeny řídicím systémem, a až poté připojit napětí k výkonové části, v níž musí dříve oživené budiče bezpečně zavřít tranzistory.

Po provedení inicializace systému přejde program mikroprocesoru do hlavní smyčky. Ta zůstala v rámci vytvořeného laboratorního vzorku v podstatě nevyužitá a v rámci možností budoucího rozšíření nabízí prostor například pro zavedení komunikace s uživatelem nebo případným nadřazeným systémem.

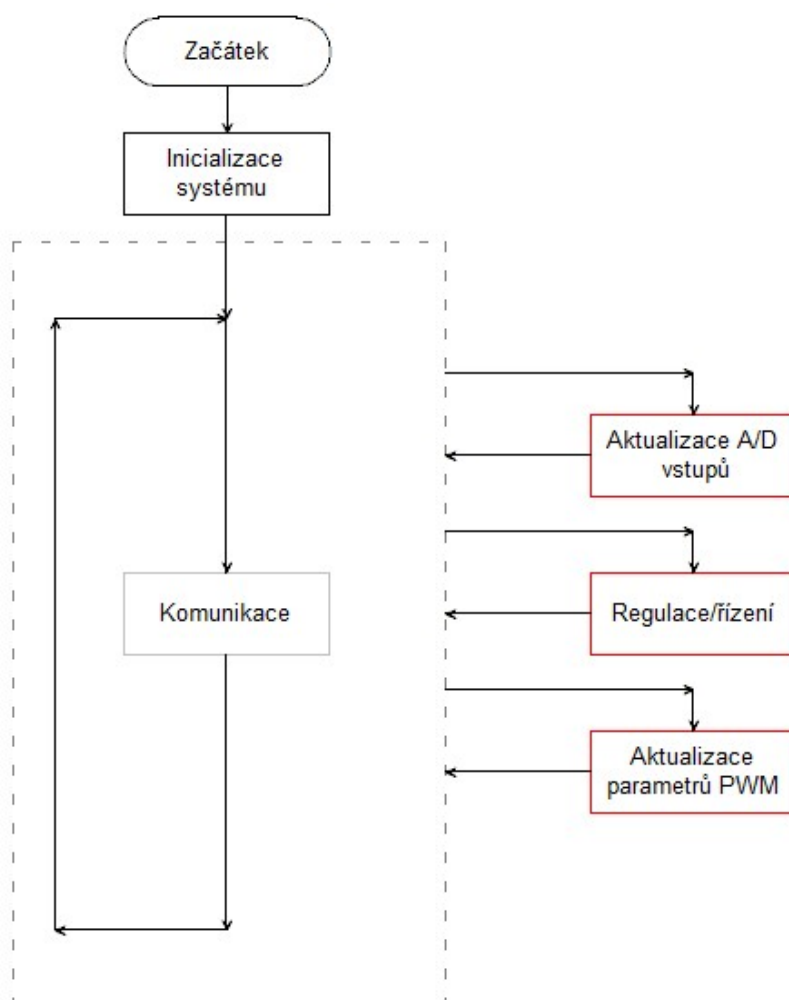
Hlavní části zabezpečující chod měniče se provádějí v rámci programové obsluhy tří přerušení. Prvním a z hlediska chodu programu prioritně nejnižším z nich je přerušení vyvolávané A/D převodníkem. Ten přebírá výstupy čtyř čidel dle *Obrázku 4.8*, které periodicky digitalizuje, získané hodnoty slouží ke kontrolám stavu měniče a jako zpětné vazby řízení. Převodník tvoří samostatně pracující hardwarovou periférii mikroprocesoru, série čtyř po sobě jdoucích převodů je prováděna bez účasti jádra. Do řídicích algoritmů měniče vstupují proměnné, které uchovávají množinu posledních stavů měřených hodnot. Vždy, když A/D převodník dokončí sérii převodů, vyšle požadavek na přerušení, v rámci jehož obsluhy se provede normování výsledků, aktualizují se hodnoty proměnných



vstupujících do regulace a je spuštěn nový proces převodu. Převod všech čtyř kanálů trvá přibližně 1,1  $\mu$ s.

Druhým přerušením, z hlediska řízení s vyšší prioritou, je přerušení vyvolávané časovačem – opět samostatně pracující periferií mikroprocesoru. Toto přerušení je vyvoláváno každých 50  $\mu$ s a v rámci jeho obsluhy probíhají veškeré řídicí a regulační algoritmy pracující nad úrovní spínání tranzistorů. Neměnicí se perioda 50  $\mu$ s umožňuje přesné časování, které by při takto krátkém trvání úseku v rámci obsluhy hlavní programovou smyčkou nebylo možné.

Poslední přerušení je vyvoláváno periferií PWM. Z řídicích algoritmů vystupují proměnné s žádanou střídou, frekvencí modulace a informací o tom, v jakém kvadrantu se měnič nachází nebo má nacházet. V rámci přerušení vyvolávaného při každé periodě PWM se tato data přebírají, zpracovávají a na jejich základě se nastavují registry modulů PWM, což vede k požadovaným změnám modulace nebo spínacích kombinací.



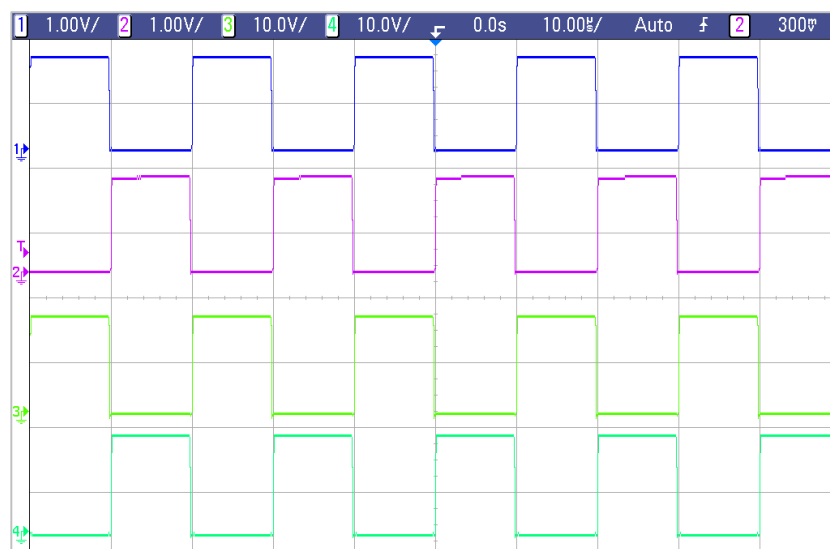
Obrázek 4.12: Zjednodušený vývojový diagram programu

### 4.3 Řízení polovodičových spínačů

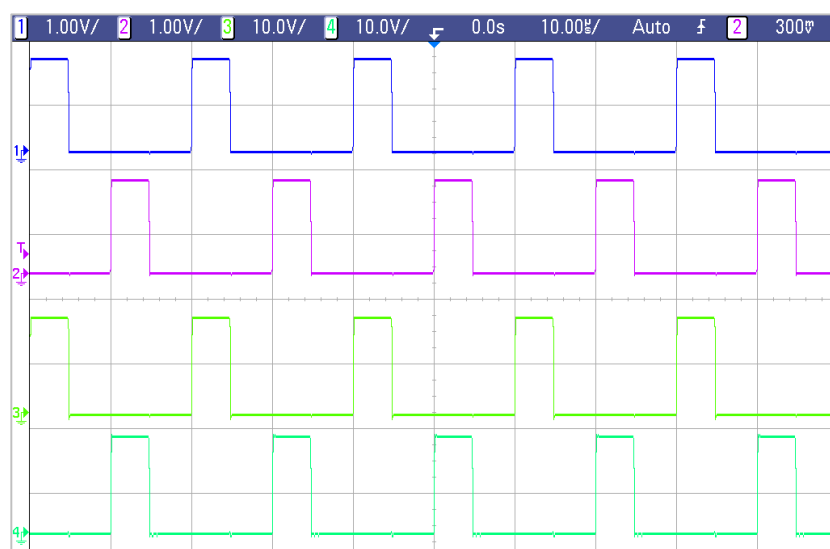
Periferie PWM jsou rozděleny do 6-ti 2-kanálových modulů. V rámci programu nastavujícího PWM se uvažuje s možností měnit frekvenci, střidu a spínací kombinace. Změna frekvence nebyla nakonec v rámci řídicích algoritmů využita a moduluje se konstantně na 50 kHz, což je frekvence meziobvodu. Zjednodušeně vzato obsahuje každý PWM modul referenční registr – čítač – který čítá do určené hodnoty. V rámci implementace této periferie byl všem modulům nastaven tzv. UP – DOWN mód, kdy referenční registr čítá od 0 do určené hodnoty představující  $\frac{1}{2}$  periody modulace a následně odčítá zpět k 0. Hodnota tohoto čítače je porovnávána s komparačními hodnotami, na základě čehož dochází k nastavování pulzů výstupu. Hodnoty registrů, udávajících do jaké výše má referenční registr čítat a s jakými hodnotami se má komparovat, jsou stínované.

S ohledem na to, že v závislosti na kvadrantu měniče dochází k aktivnímu řízení 4 až 8 tranzistorů současně, a tedy aktivnímu chodu 2 až 4 modulů PWM, však vyvstává nutnost zajistit, aby převzetí stínovaných hodnot neproběhlo u některých modulů před jejich aktualizací, zatímco u jiných až po ní. To by v rámci jedné periody modulace vedlo ke ztrátě vzájemné synchronizace jednotlivých spínačů. Právě z tohoto důvodu bylo přebírání nových hodnot určujících periodu a střidu realizováno prostřednictvím přerušení. Toto přerušení je vyvoláváno v době, kdy referenční čítač nabývá maximální hodnoty a začíná čítat k nule. Přebírání stínovaných hodnot bylo nastaveno pro okamžiky, kdy je referenční čítač roven nule. Aktualizace stínových registrů jádrem, respektive nadřazeným algoritmem, tedy začíná probíhat v okamžiku, kdy modulům PWM zbývá k převzetí stínovaných hodnot ještě  $\frac{1}{2}$  času periody modulace. To je dostačující k tomu, aby jádro mikroprocesoru stihlo programově změnit všechny aktualizované stínové registry ještě předtím, než z nich začnou být jejich hodnoty přebírány.

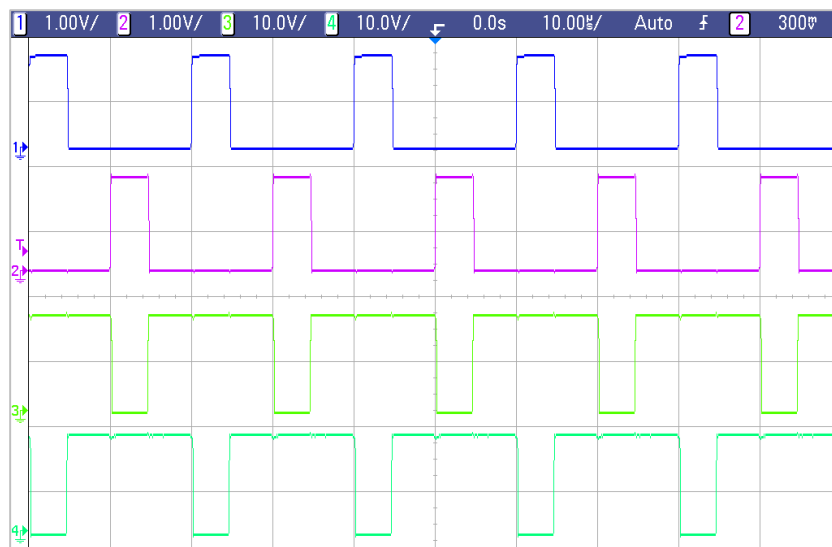
V rámci aplikace výše popsaného systému řízení tranzistorů, byl měnič oživen napřed bez funkce zpětnovazebních čidel a bez nadřazeného řízení pouze s přímým ovládáním střidy. Výsledky byly následující:



Obrázek 4.13: Signály vystupující z řídicího systému ke vstupům budičů, modrá křivka  $T_1$ , fialová  $T_1'$ , světle zelená  $T_2'$ , zelená  $T_2$ ,  $z = 100\%$ ,  $U > 0$  – stav zapnuto, I. kvadrant



Obrázek 4.14: Signály vystupující z řídicího systému ke vstupům budičů, modrá křivka  $T_1$ , fialová  $T_1'$ , světle zelená  $T_2'$ , zelená  $T_2$ ,  $z = 50\%$ ,  $U > 0$  – stav zapnuto, I. kvadrant

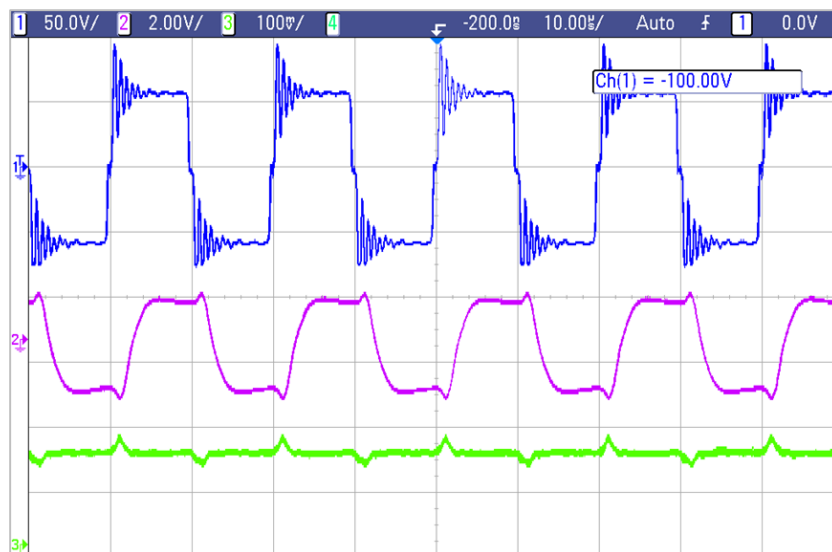


Obrázek 4.15: Signály vystupující z řídicího systému ke vstupům budičů, modrá křivka  $T_1$ , fialová  $T_1'$ , světle zelená  $T_5'$ , zelená  $T_5$ ,  $z = 50 \%$ ,  $U > 0$  – stav zapnuto, I. kvadrant

V rámci napětí v meziobvodu lze vidět tlumené oscilace přechodných jevů vznikající přítomností parazitních vlastností obvodu.



Obrázek 4.16: Napětí v meziobvodu, I. kvadrant, modrá křivka primární strana transformátoru ( $V$ ), fialová sekundární ( $V$ ),  $z = 100 \%$



Obrázek 4.17: Napětí a proud maticového měniče, I. kvadrant, modrá křivka výstupní napětí meziobvodu (V), fialová proud odebíraný z meziobvodu ( $1\text{ V} \approx 1\text{ A}$ ), světle zelená proud  $I_2$  ( $100\text{ mV} \approx 1\text{ A}$ ),  $z = 100\%$

V rámci Obrázku 4.17 je možné porovnat stejnosměrný proud  $I_2$  a proud odebíraný pravým maticovým měničem z meziobvodu. V obou jsou vidět krátkodobé špičky v časových oblastech kolem spínání tranzistorů, které jsou způsobeny přebíjením parazitních kapacit polovodičů.

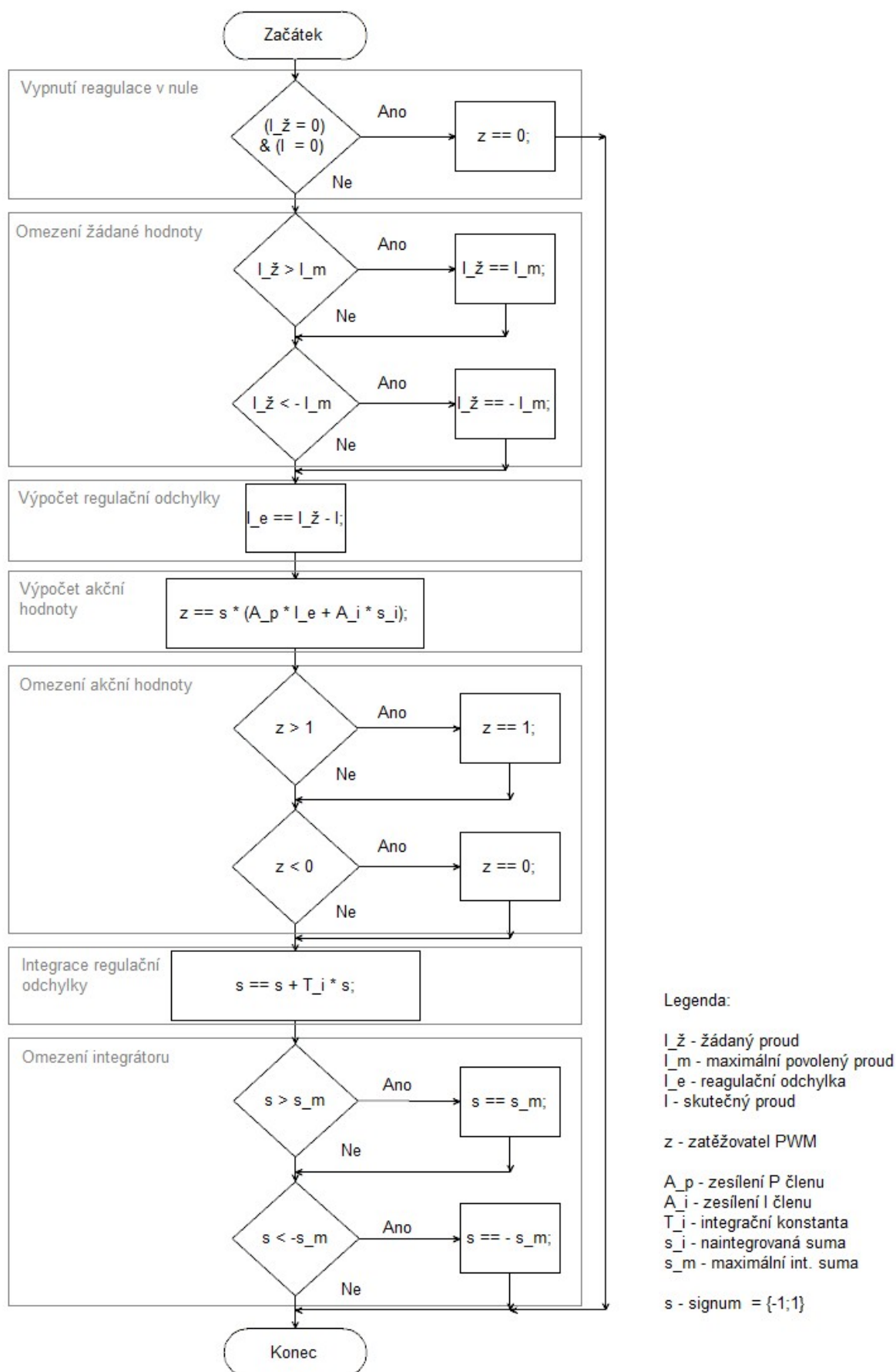
## 4.4 Regulace proudu

### 4.4.1 PI regulátor

Po zprovoznění modulů PWM a obslužných rutin jejich nastavování – a tím tedy oživení měničové struktury – byl vytvořen algoritmus pro řízení proudu  $I_2$ . Jak již bylo uvedeno, pravý maticový měnič je proudového charakteru. Z toho plyne, že chceme-li řídit elektrické veličiny na straně  $U_2$ , je potřeba regulovat proud  $I_2$  – buď jeho přímou regulací nebo regulací jiné veličiny vedoucí ke změně střidy PWM a tedy nepřímo opět k ovlivňování  $I_2$ .

Z hlediska použití měniče v režimu DC-DC je výhodné přímo regulovat  $I_2$ , protože pokud nejsou vzneseny příliš vysoké nároky na dynamiku, lze, jak již bylo uvedeno v kapitole 4.1.2, proud  $I_2$  považovat za proud tekoucí do zátěže/ze zdroje  $U_2$  a tedy provozovat měnič v režimu regulace výstupního/vstupního proudu měniče na straně  $U_2$ .

V rámci realizovaného vzorku bylo navrženo a aplikováno řízení proudu  $I_2$  jednoduchým PI regulátorem. Akční veličinou této regulace je střida PWM, ve zpětné vazbě je využit analogový vstup snímače proudu. Vývojový diagram regulace proudu je znázorněn na následujícím obrázku.



Obrázek 4.18: Vývojový diagram opakovaně probíhající PI regulace proudu

Regulační algoritmus, znázorněný v rámci *Obrázku 4.18*, obsahuje vypínání regulace spojené se současným vynulováním zatěživatele při požadavku na nulový proud v době průchodu skutečného proudu  $I_2$  nulou. Tato funkce zajišťuje odstranění oscilací regulace při zablokovaném měniči.

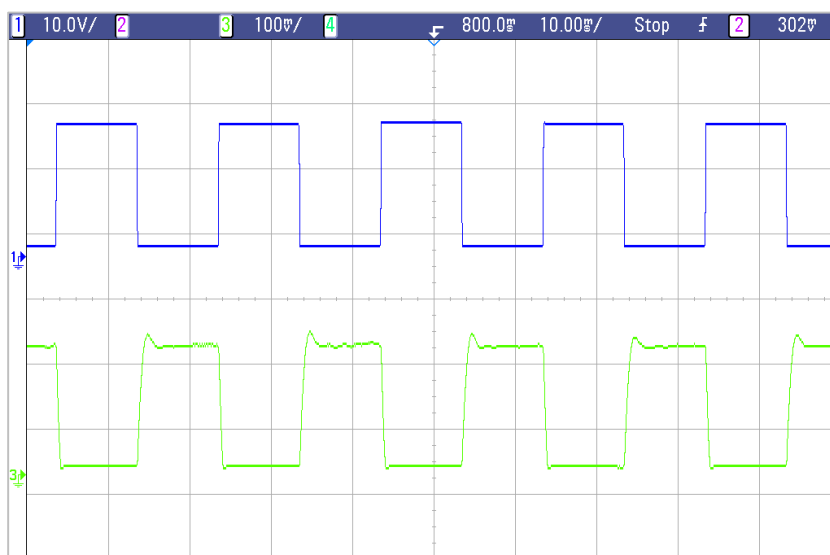
Při výpočtu akční hodnoty se výsledek násobí proměnnou  $s$ , která je vstupním parametrem regulace nabývajícím hodnot  $\{-1;1\}$  a slouží k tomu, aby při požadavku na záporný proud vytvářel regulátor kladnou akční hodnotu, neboť realizovaný algoritmus aktualizace PWM pracuje se střídou v rozsahu  $\langle 0;1 \rangle$ . Algoritmus je obsluhován v rámci přerušení časovačem, volán je nadřazeným systémem řízení přepínání kvadrantů.

Regulační algoritmus obsahuje omezení žádané hodnoty, akční hodnoty i integračního členu. Nastavení složek regulátoru bylo provedeno přibližným výpočtem, na základě předpokladů, že:

- 1) integrační člen regulátoru nesmí přičítat rychleji, než reaguje zpětná vazba – pro určování skutečné hodnoty byl naprogramován filtr, počítající její střední hodnotu z 10-ti nasnímaných vzorků
- 2) zesílení integrační složky a omezení integrátoru musí být v takové vzájemné relaci, aby při maximální dosažitelné regulační odchylce jejich součin dával minimálně 100 % maximální akční hodnoty

Hodnota proporcionálního členu poté byla nastavená na hodnotu 0,5. Následně byly parametry regulátoru doladřovány experimentálně.

Regulátor se za určitých podmínek projevuje dobře, lze naměřit například následující přechodovou charakteristiku v rámci činnosti v I. kvadrantu:



*Obrázek 4.19: Přechodová charakteristika regulace proudu, I. kvadrant, modrá křivka žádaná hodnota  $I_2$ , ( $10\text{ V} \approx 1\text{ A}$ ) posunutá o  $180^\circ$ , světle zelená skutečný proud  $I_2$  ( $100\text{ mV} \approx 1\text{ A}$ )*

Použitý algoritmus může vykazovat poměrně dobré vlastnosti v DC – DC režimu, jak lze vyčíst z naměřené přechodové charakteristiky, znázorněné v rámci *Obrázku 4.19*. Experimentální cestou

však bylo zjištěno, že změnou parametrů měničem spojovaných sítí se výrazně mění časová konstanta regulované soustavy, což s sebou přináší zhoršení přechodové charakteristiky. Největší závislost se projevovala na změnách napětí regulovaných soustav. Experimentální cestou pak byly určeny různé parametry pro snižující a zvyšující režim, které pro každý z nich byly nastaveny tak, aby regulace vykazovala přijatelnou odezvu v co nejširším rozsahu proudů a napětí.

#### 4.4.2 Přepínání kvadrantů

Z regulace proudu uvedené v rámci kapitoly 4.4.1 vyplývá možnost řídit proud  $I_2$  v obou směrech, přičemž pro jeho záporné hodnoty se výsledek akční veličiny násobí číslem -1, které do regulátoru vstupuje z nadřazené regulační struktury. K tomu, aby bylo možné regulovat proud v obou směrech, je nutné přepínat kvadranty dle Tabulky 3.1, v nichž měnič pracuje. Z daného důvodu a kvůli možnosti změny polarizace  $U_2$  byl v rámci této práce navržen algoritmus, který nepřetržitě kontroluje podmínky provozu měniče a mezi jednotlivými kvadranty dynamicky přepíná dle potřeby.

Řídicí algoritmus přepínání kvadrantů vychází z 6 ti sledovaných parametrů, a to:

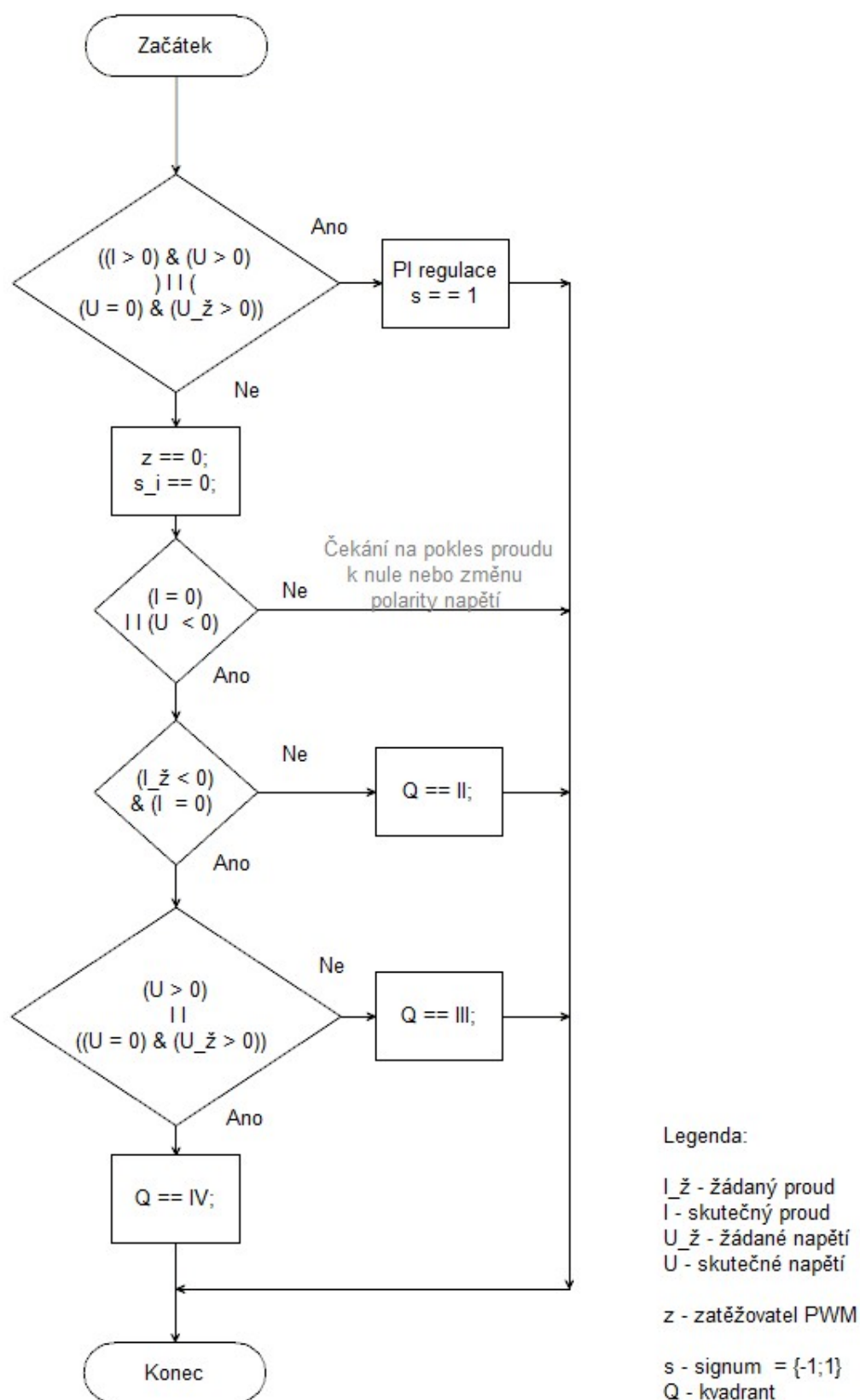
- 1) aktuálního směru proudu  $I_2$
- 2) žádaného směru proudu  $I_2$
- 3) nulovosti proudu  $I_2$
- 4) aktuální polarity napětí  $U_2$
- 5) žádané polarity napětí  $U_2$
- 6) nulovosti napětí  $U_2$

Žádané napětí vstupující do algoritmu vychází buď z požadavku při režimu řízení napětím, nebo je systému přiřazeno dalším řídicím algoritmem pracujícím na ještě vyšší úrovni. Řízení přepínání kvadrantů vychází především z prověřování souladů mezi znaménky žádaných a skutečných hodnot.

V případě vyhodnocení shody je algoritmem spouštěn PI regulátor proudu popsany výše. Při neshodě je přímo přepínačem bez účasti PI regulace nastavena nulová střída PWM a čeká se na pokles proudu  $I_2$  k nule. Pracuje-li měnič v I. nebo III. kvadrantu – tj. ve snižujícím režimu – kontroluje se zároveň během čekání s ohledem na spínací kombinace tranzistorů, zda nedošlo k reverzaci napětí  $U_2$ , vůči kterému by daná spínací kombinace vytvořila zkrat a místo očekávaného odbuzení by naopak nabudila indukčnost  $L_3$ . Jakmile při čekání na nulový proud tento klesne k nule nebo je detekována ona reverzace napětí, přepne algoritmus měnič do příslušného nového kvadrantu a opět spustí PI regulaci. Pokud během čekání na pokles proudu k nule dojde ve snižujícím režimu k reverzaci napětí  $U_2$ , přepne měnič vždy do zvyšujícího kvadrantu s příslušným směrem k nule nekleslému  $I_2$ .

Během přepínání kvadrantů dochází zároveň k nulování hodnoty naintegrované PI regulátorem, který v té době není aktivní. Zůstatek z přechodů regulace by mohl negativně ovlivňovat jeho dynamické vlastnosti.

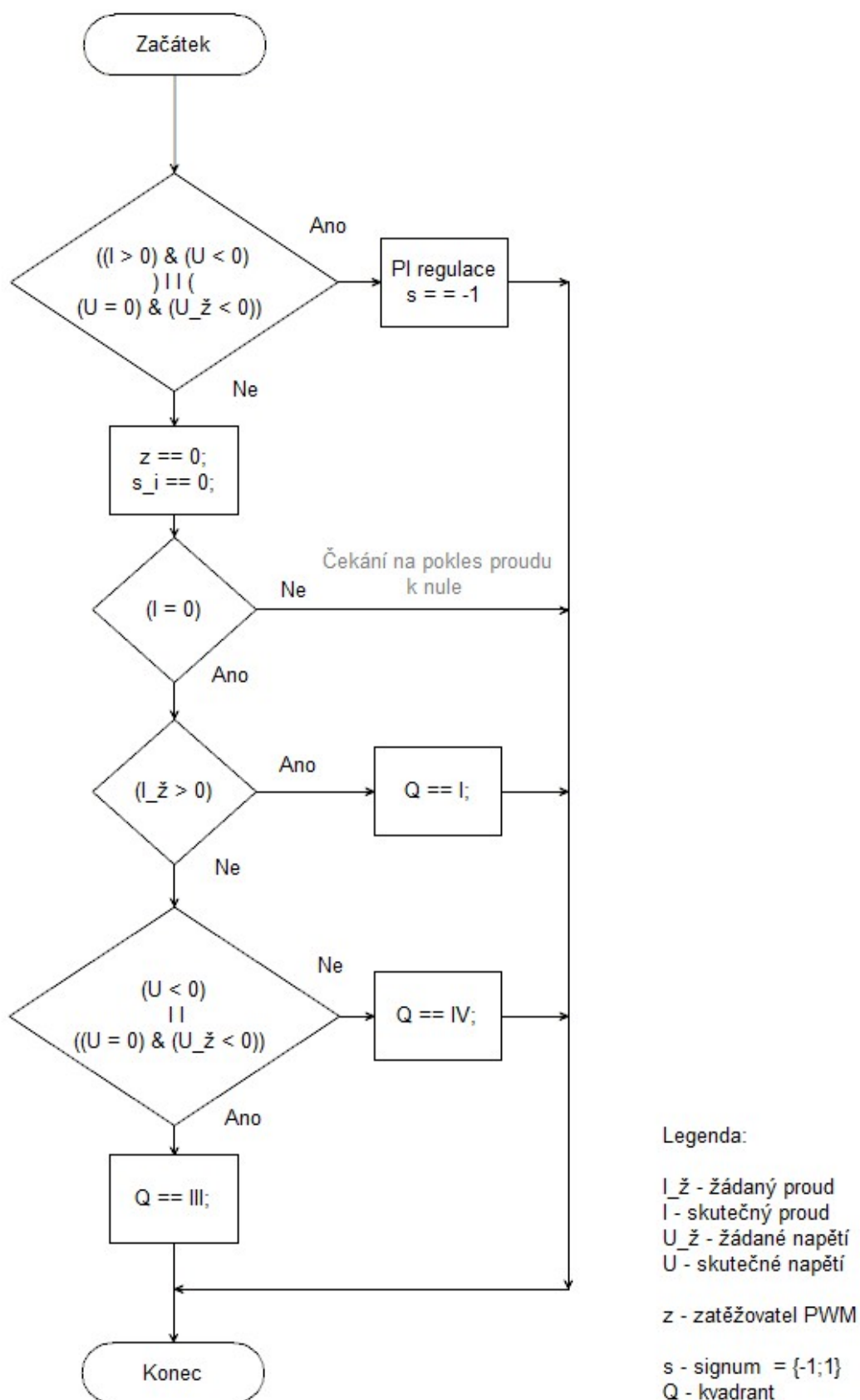




Obrázek 4.20: Vývojový diagram přepínání kvadrantů z I. kvadrantu

V rámci Obrázku 4.20 je znázorněn algoritmus, který je vyvoláván při přerušení časovačem,

pokud se měnič nachází v I. kvadrantu. Pro každý kvadrant se uvádí do činnosti algoritmus podobný tomuto.

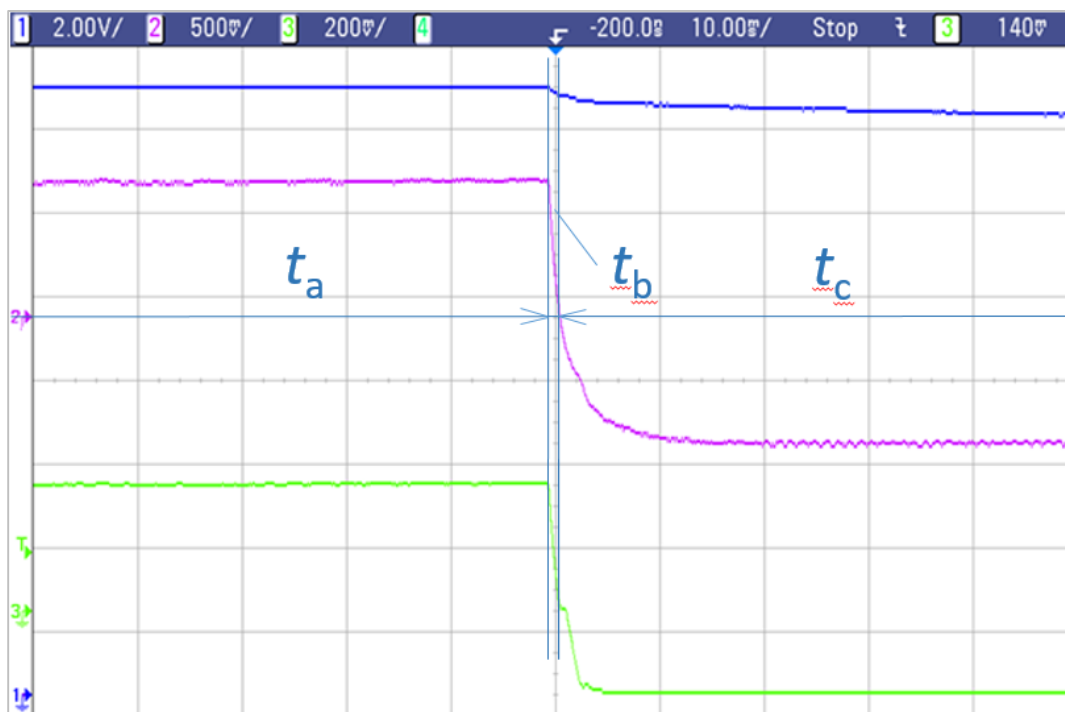


Obrázek 4.21: Vývojový digram přepínání kvadrantů z II. kvadrantu

Celý systém přepínání kvadrantů pracuje na základě požadovaných a skutečných hodnot napětí  $U_2$  a proudu  $I_2$ . Z principu své funkce umožňuje přepínat kvadranty jak při připojení strany  $U_2$  na síť, v níž není jiný zdroj napětí/proudu a kde napěťové a proudové poměry určuje samotný měnič, tak při připojení na napájecí síť, s níž je třeba se synchronizovat. Pokud je tedy na straně  $U_2$  připojen zdroj napětí, měnič se automaticky přepne do kvadrantu odpovídajícímu polaritě  $U_2$  a požadovanému směru  $I_2$ .

Na základě tohoto algoritmu lze měnič v režimu DC – DC provozovat s volitelnou polaritou  $U_2$ , která se buď přizpůsobí připojené síti, nebo v případě nulového napětí  $U_2$  určí žádanou hodnotou, popřípadě je systémově nastavena dle směru žádaného proudu. V režimu DC – AC se pak algoritmus umí adaptovat na připojenou síť.

Jak již bylo uvedeno v rámci kapitoly 4.4.1, při návrhu regulátoru proudu nebyla aplikována žádná sofistikovanější metoda zajišťující změny jeho parametrů v závislosti na změnách vykazovaných regulovanými soustavami, což bylo vyřešeno kompromisním nastavením parametru PI regulace tak, aby tato fungovala co nejlépe v co největším pracovním rozsahu. S ohledem na to se v rámci této práce podařilo v kombinaci s algoritmem přepínání kvadrantů dosáhnout uspokojivých výsledků u dynamicky méně náročných DC – DC aplikací. Při připojení strany  $U_1$  na laboratorní zdroj přemostěný reostatem a  $U_2$  na 12 V autobaterie se podařilo při řízení proudu dosáhnout následující odezvy na požadavek reverzace proudu – tj. ze stavu nabíjení baterie řízeným proudem k jejímu vybíjení:



Obrázek 4.22: Reverzace proudu  $I_2$ , modrá křivka napětí  $U_2$  s připojenou autobaterií (V), fialová  $I_2$  (1 V  $\approx$  1 A), světle zelená  $I_1$  (100 mV  $\approx$  1 A)

Průběh znázorněný na *Obrázku 4.22* lze rozdělit do několika částí – první, označená  $t_a$  znázorňuje stav před reverzací – tj. I. kvadrant, druhá  $t_b$  odpovídá čekání na pokles proudu k nule před přepnutím kvadrantu. Třetí  $t_c$  obsahuje IV. kvadrant, kde vytváří nově vzniklý proud v opačném směru. Napětí na obrázku klesá jen velmi pozvolně, to je dáno především ve srovnání s reverzací relativně pomalými chemickými ději v baterii, na níž po rychlém přepnutí z nabíjení do zatížení napětí podstatně teprve poklesne.

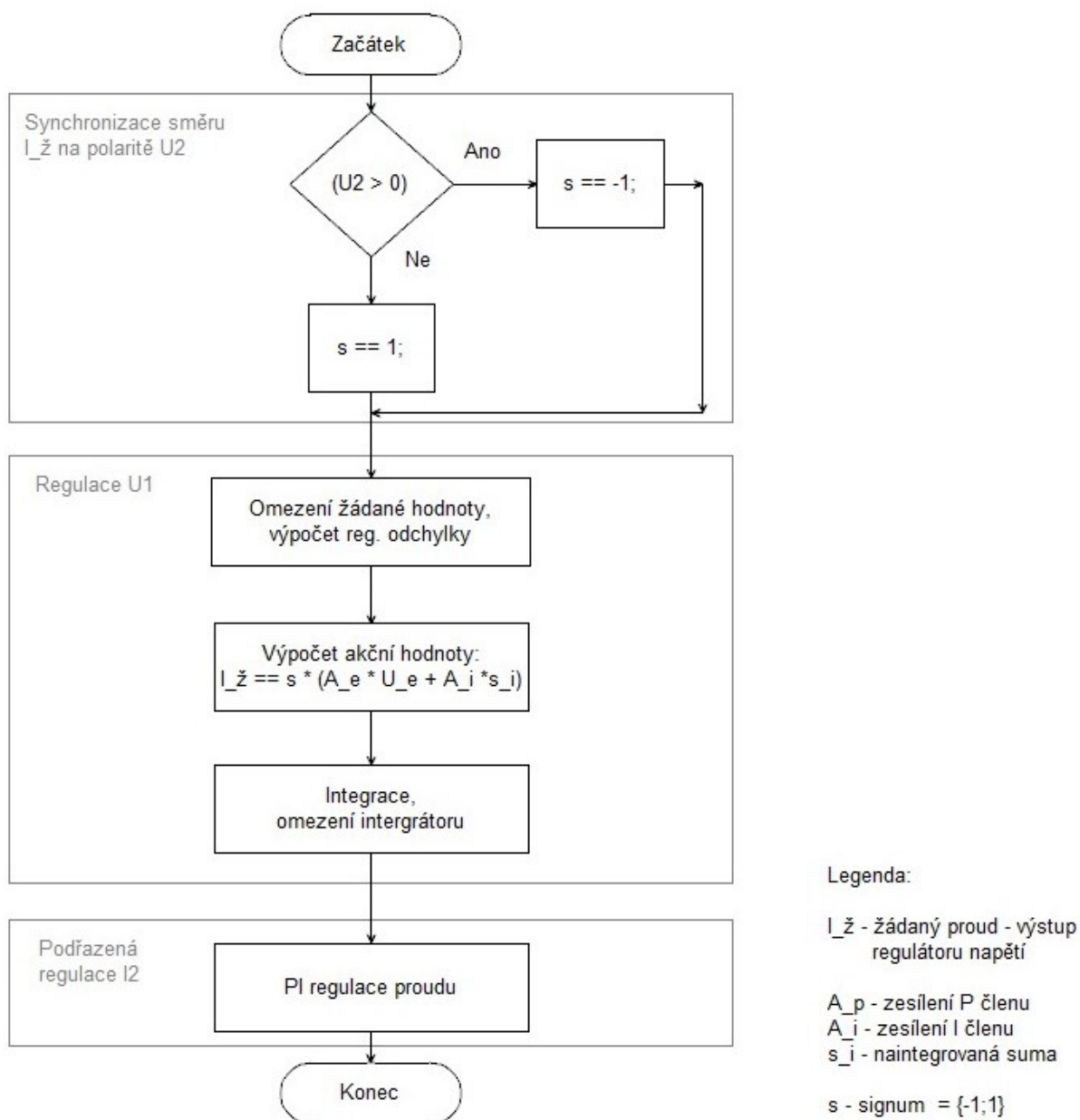
#### 4.5 Regulace napětí

Po zprovoznění proudové regulace bylo v rámci realizace měniče navrženo také řízení napětím – rovněž typu PI. Toto řízení bylo zprovozněno pouze v DC – DC režimu s možností řídit buď  $U_1$  nebo  $U_2$ , v obou případech řízení pracuje s podřazenou smyčkou proudu  $I_2$ , což zajišťuje omezení proudu na maximální povolenou hodnotu i v tomto režimu. V případě, kdy vnitřní regulační struktura, tj. regulace proudu, funguje bezchybně, zlepšuje obecně vnoření regulační smyčky dynamiku řízení napětí. Jelikož však regulace proudu vykazuje výše uvedené nedostatky spojené s nastavením parametrů PI složek, bylo nutné regulaci napětí nastavit relativně pomalou, aby regulovaná soustava nekmitala. V rámci DC – DC režimu pracuje regulace uspokojivě při nízkých nárocích na dynamiku, pokud by byl například měnič použit k propojení a balancování dvou bateriových sad, byl by systém naprosto dostačující. Pro jeho využití v DC – AC režimu by bylo zapotřebí použít sofistikovanější podřazenou regulaci proudu, která za předpokladu vytvoření stabilní a neměnné soustavy regulované regulací napětí nabízí principiálně možnost vysoké dynamiky.

V rámci DC – DC režimu lze napětí  $U_2$  regulovat v obou polaritách, přičemž účinek je omezený saturací akční hodnoty, tj. dosažením maximálního softwarem povoleného a podřazenou regulací dosaženého proudu. Při řízení napětím  $U_2$  se žádaná hodnota omezuje na rozsah  $\langle -110; 110 \rangle$  V, při řízení  $U_1$  se napětí omezuje na rozsah  $\langle 0; 110 \rangle$  V.

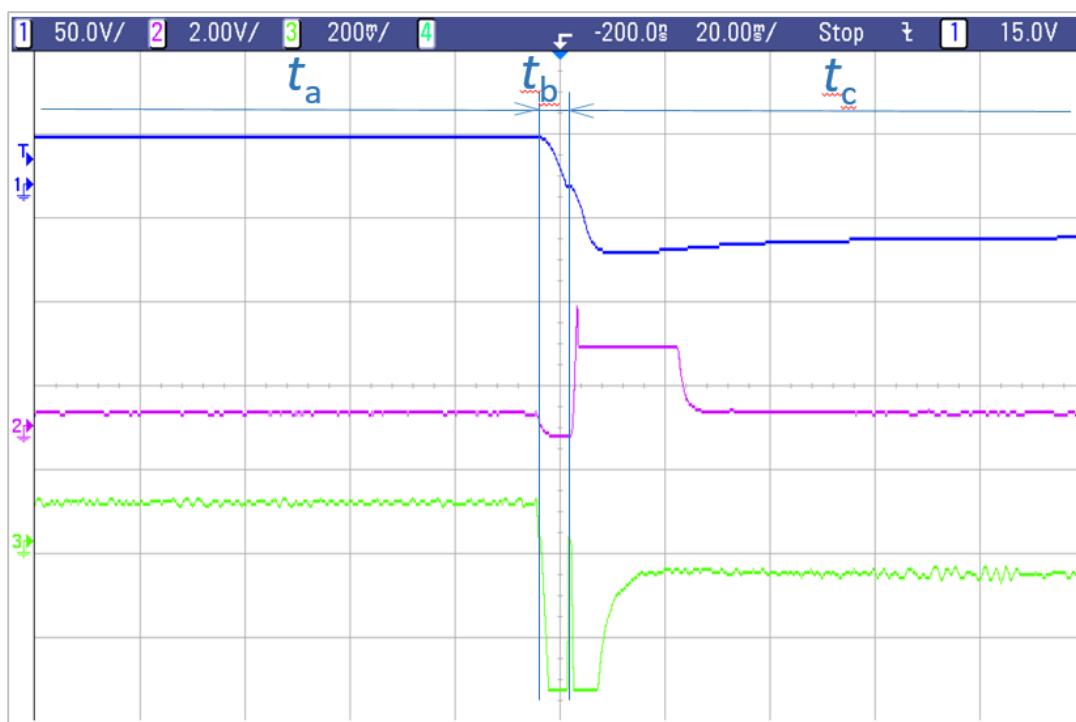
V režimu řízení  $U_2$  je akční veličina regulace, tj. žádaný proud, přivedena přímo na vstup regulace proudu, v režimu řízení  $U_1$  se určuje dle znaménka regulační odchylky, zda má měnič běžet ve snižujícím nebo zvyšujícím režimu a na základě toho a polaritu napětí  $U_2$  se nastavuje směr žádaného proudu  $I_2$ .

Vývojový diagram regulátoru napětí zde není znázorněn, neboť je principiálně stejný, jako v případě regulace proudu, rozdíl je tvořen pouze jeho parametry a vstupními a výstupními hodnotami. Princip určení směru žádaného proudu v případě řízení  $U_1$  je v návaznosti na regulaci blokově znázorněn níže.



Obrázek 4.23: Zjednodušený vývojový diagram opakovaně probíhající regulace  $U_1$

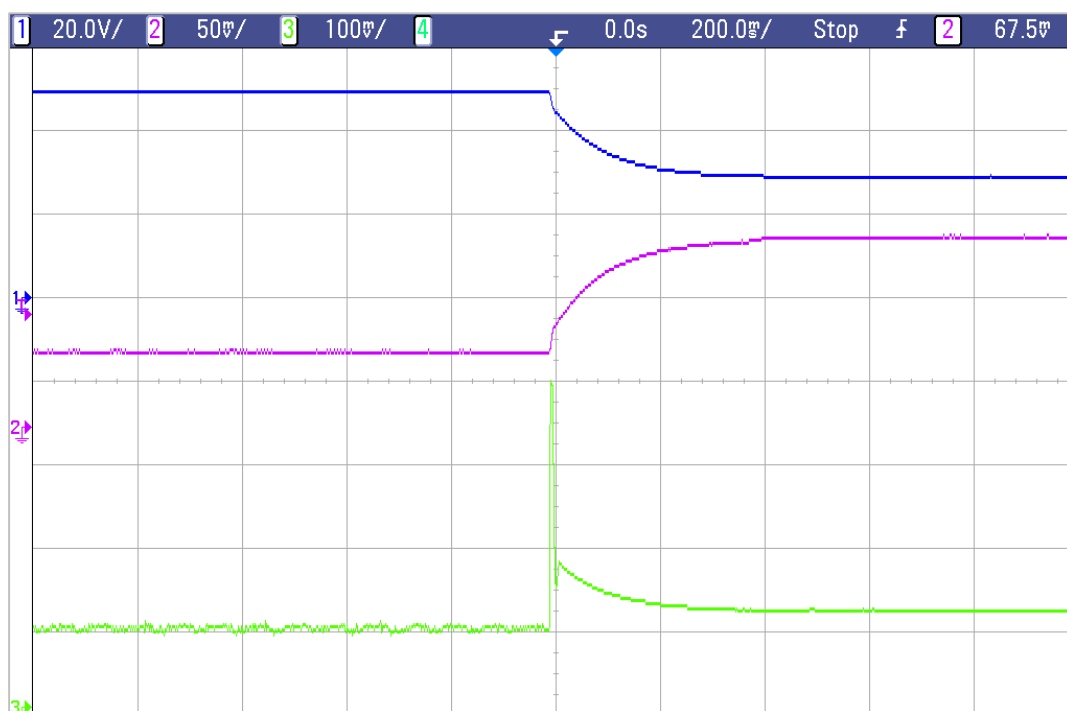
V rámci aplikace navržené regulace bylo možné získat následující odezvu na žádanou reverzaci napětí  $U_2$  odporové zátěže.



Obrázek 4.24: Reverzace napětí  $U_2$  na odporové zátěži, modrá křivka regulované  $U_2$ , fialová  $I_2$  ( $1\text{ V} \approx 1\text{ A}$ ), zelená proud  $I_1$  ( $100\text{ mV} \approx 1\text{ A}$ )

V rámci reverzace napětí  $U_2$  zanáznorněné na Obrázku 4.24, lze pozorovat tři časové úseky, prvním je  $t_a$ , kdy se měnič nachází v I. kvadrantu, tento úsek končí požadavkem na přepnutí a poklesem proudu k nule. Druhý úsek  $t_b$  znázorňuje IV. kvadrant, kdy měnič krátkodobě přejde do zvyšujícího režimu a vybíjením kondenzátoru na straně  $U_2$  přesouvá naakumulovanou energii z  $C_2$  na stranu  $U_1$ , v tomto úseku lze pozorovat záporný proud  $I_1$ . Po vybití kondenzátoru nechává algoritmus přepínající kvadranty opět klesnout k nule  $I_2$  a poté se přepne do III. kvadrantu – úsek  $t_c$  – v němž se ustálí.

V režimu řízení  $U_1$ , kdy byl na straně  $U_1$  připojen zdroj s relativně velkým vnitřním odporem, bylo možné získat následující odezvu na skok žádané hodnoty z 50 V na 30 V:



Obrázek 4.25: Skoková změna napětí  $U_1$ , modrá křivka regulované  $U_1$ , fialová  $I_2$  ( $100 \text{ mV} \approx 1 \text{ A}$ ), světle zelená proud  $I_1$  ( $100 \text{ mV} \approx 1 \text{ A}$ )

#### 4.6 Režim DC – AC

Při provozování měniče ve snižujícím režimu bez zatížení strany  $U_2$ , je toto napětí dáno proudem  $I_2$ , který veškerý vtéká do kapacity  $C_2$  dle vztahu:

$$u_2(t) \approx \frac{1}{C_2} \cdot \int i_2(t) \cdot dt \quad (5)$$

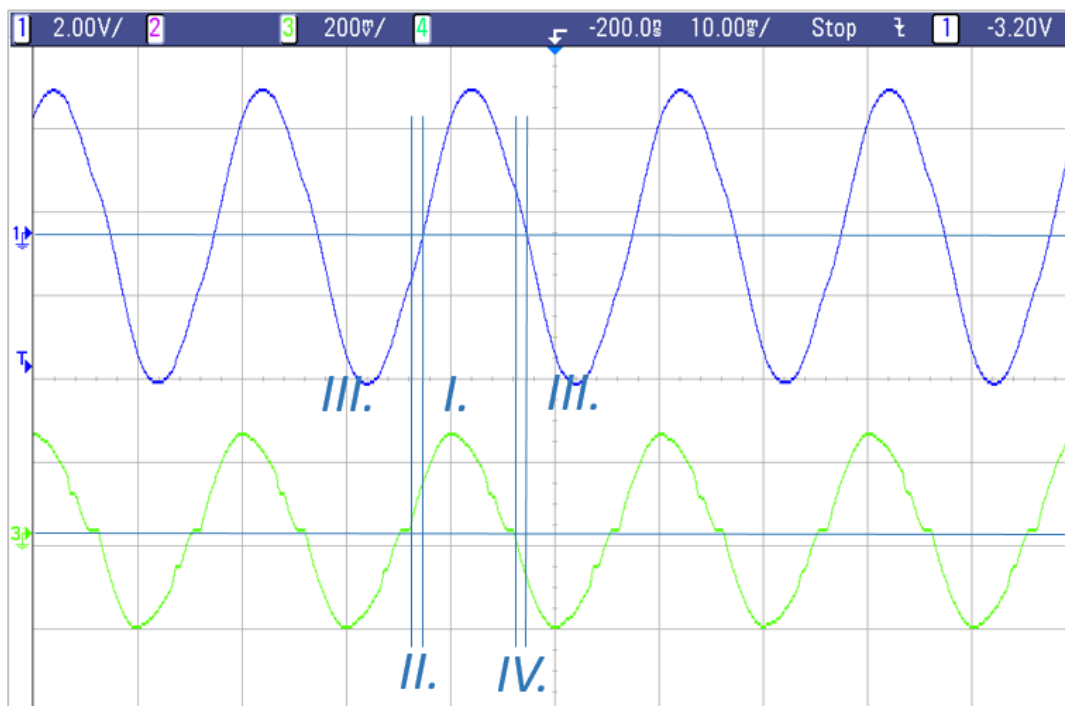
V okamžiku zatížení strany  $U_2$  se proud  $I_2$  rozdělí mezi  $C_2$  a zátěž, nicméně kapacita stále bude plnit filtrační funkci. Z uvedené rovnice (5) a faktů, že proud  $I_2$  se mění spojitě a principiálně jej lze spojitě řídit, vyplývá, že rovněž napětí  $U_2$  lze teoreticky řídit spojitě a tedy harmonicky. To je velká výhoda zvoleného konceptu, protože měnič při vhodném způsobu řízení umožňuje pracovat jako střídač se sinusovým výstupem a tedy pracovat bez vyšších harmonických, které by generoval do sítě na straně  $U_2$ . V případě, kdy zařízení bude pracovat jako usměrňovač, tvoří primární zátěž zdroji/síti připojenému na straně  $U_2$  kapacita  $C_2$ , která rovněž bude vytvářet harmonický, ale jalový odběr energie. Vhodnou kompenzací vlivu kapacity  $C_2$  proudem  $I_2$  pak lze i v režimu usměrňovače odebírat ze sítě  $U_2$  harmonický činný proud.

Pokud se v rámci zvolené koncepce zavede řízení napětím  $U_2$  s podřazenou smyčkou proudu, může měnič pracovat buď v režimu vlastního řízení  $U_2$  nebo sfázováním na existující síť. Pokud se sfázuje  $U_2$  s jiným místem připojované existující sítě, může měnič plnit i funkci aktivního filtru – sériového nebo paralelního – v závislosti na impedančním rozložení vedení mezi přívodem již existující sítě, spotřebiči a měničem samotným.

S ohledem na nízkou dosaženou dynamiku regulace  $U_2$  vyplývající z nedokonalosti proudové regulace se bohužel v rámci této práce nepodařilo zprovoznit regulaci napětí  $U_2$  ve střídavém režimu. Z hlediska demonstrace možností realizované koncepce se však podařilo uvést do chodu střídavý

režim řízení  $I_2$  v režimu střídače. Rozdíl mezi stejnosměrným řízením proudu popsáním v rámci kapitoly 4.4 a střídavým spočívá v zadávání žádané hodnoty proudu. Ta je v DC – DC režimu zadávána uživatelem, zatímco v režimu DC – AC vystupuje do regulátoru proudu z generátoru harmonického signálu. V rámci této funkce měniče, lze získat při relativně vysokém zatížení strany  $U_2$  následující průběhy napětí a proudu střídaných na 50 Hz.

V rámci Obrázku 4.26 lze pozorovat mírný fázový posun mezi napětím a proudem, ten je způsoben kapacitou  $C_2$  paralelně připojenou k odporovému výstupu. V daném režimu se měnič cyklicky přepíná mezi všemi čtyřmi kvadranty, neboť v krátkodobých úsecích po průchodech sinusu proud nulou odebrá energii akumulovanou v  $C_2$  a tedy zvyšuje.



Obrázek 4.26: Výstup měniče v režimu střídače se znázorněnými kvadranty, modrá křivka  $U_2$  (V), světle zelená  $I_2$  ( $100 \text{ mV} \approx 1 \text{ A}$ )

#### 4.7 Zabudované ochrany

V rámci provozu laboratorního vzorku byly v softwaru vykonávaném při přerušení časovačem – tedy v sekci řízení – navrženy ochrany pro:

- 1)  $U_2 > U_1$
- 2)  $U_1$  přesáhlo povolenou hodnotu
- 3)  $I_2$  přesáhlo povolenou hodnotu
- 4) Nenulovost proudů  $I_1$  a  $I_2$  po startu řídicího systému – eliminace chyb ve zpětných vazbách

Výstupy PWM z řídicího systému navedené na vstupy budičů jsou blokovány klopným obvodem, který reaguje na chybové signály z budičů, ale je také ovládán přes mikroprocesor. Po zapnutí řídicího systému je nutné překlopením tohoto obvodu odblokovat implicitně zablokované pulzy PWM. To se děje softwarově a při nenaměření nulových proudů  $I_1$  a  $I_2$  po startu, k tomu vůbec nedojde.



Pokud dojde k přesahu napětí  $U_1$  napětím  $U_2$  ochranný algoritmus okamžitě blokuje pulzy PWM překlopením výše uvedeného obvodu. Dojde-li k překročení povoleného napětí nebo proudu, vypne napřed ochranný algoritmus regulaci a nastaví PWM nulovou střidu a teprve po uběhnutí určité doby určené k odbuzení tlumivky  $L_3$  zablokuje pulzy. Ochranný algoritmus běží nad řízením v každém režimu a v případě vyhodnocení chyby jej vypíná.

## Závěr

V rámci této diplomové práce byl navržen, sestaven a oživen laboratorní vzorek měniče se střídavým galvanicky oddělujícím meziobvodem a s možností pracovat v režimu DC – DC s volitelnou polaritou jedné sítě nebo režimu DC – AC. Měnič byl postaven na základě úprav komponent vzniklých v rámci disertačních prací, na něž tato diplomová práce nepřímo navazuje.

Praktická část spočívá především v systémovém návrhu činnosti měniče a tvorbě softwaru použitého řídicího mikroprocesoru. Systémový návrh spočíval v kontrole funkčnosti, přesné identifikaci parametrů, nebo vlastností již realizovaných dílů, a výpočetní kontrole návrhu samotného. Pro prvotní uvedení do provozu byly vytvořeny základní algoritmy řízení jak části napěťového, tak proudového střídače (maticového měniče) včetně komunikačního rozhraní řídicí mikroprocesorové jednotky s budiči jednotlivých subměničů, dále algoritmy pro snímání a převod reálných proudů a napětí v důležitých uzlech měniče. Po základním oživení s obdélníkovým řízením byly vytvořeny jednoduché modulační algoritmy obou subměničů. Zvláštní důraz byl kladen zejména na modulační algoritmy proudové části měniče, které jsou jak ve vývojových úlohách, tak v technické praxi méně obvyklé. V režimu DC – DC bylo následně navrženo a zprovozněno řízení na konstantní proud a řízení na konstantní napětí s podřazenou regulační smyčkou proudu. Získané výsledky jsou z pohledu minimálního rozkmitu regulovaných veličin uspokojivé pro dynamicky nenáročné stejnosměrné aplikace. V rámci práce bylo demonstrativně zprovozněno také řízení proudu v režimu DC – AC, kde uživatelem zadávaná hodnota tvoří amplitudu harmonického signálu.

Regulace proudu i napětí je typu PI, měnič je možné provozovat také v režimu přímého zadávání střidy PWM. Navržený software obsahuje funkce vyhodnocení a omezení nadproudu, přepětí a nedovoleného rozložení napětí, přičemž při detekci chybového stavu měnič zablokuje. Realizovaný měnič pracuje s konstantní frekvencí v meziobvodu. Softwarová obsluha PWM tvořící nízkoúrovňovou oblast řízení je však systémově navržena tak, aby tuto frekvenci bylo možné za běhu měnit nadřazeným řídicím algoritmem stejně jako střidu. To s sebou nese možnost v budoucnu lépe obsluhovat a tedy využívat transformátor meziobvodu.

Z hlediska pokračování ve vývoji sestaveného měniče se jeví jako důležité zlepšit kvalitu regulace proudu, a to buď zavedením průběžné adaptace použitého PI regulátoru na měnící se regulovanou soustavu, nebo použitím jiné sofistikovanější metody řízení. V případě zlepšení bude možné s podřazenou smyčkou proudu dosáhnout i lepších dynamických vlastností regulace napěťové, která v současnosti dynamiku právě z důvodu nedokonalosti proudové regulace postrádá. V rámci práce, se podařilo nastavit parametry PI regulátoru k docílení kvalitní odezvy vždy jen při konkrétních napěťových poměrech připojovaných sítí.

Dalším faktorem, který může mít vliv na dynamiku řízení měniče a jímž by bylo vhodné se v budoucnu zabývat, je algoritmus přepínání kvadrantů. Ten byl v rámci této diplomové práce naprogramován tak, aby se měnič automaticky adaptoval na připojenou síť dle polarity jejího napětí a požadavků řízení. U tohoto algoritmu, který je v současné době funkční, by bylo ku prospěchu dynamiky vytvořit sofistikovanější přepínání umožňující při přechodu mezi kvadranty se stejným směrem proudu přepínání bez proudové pauzy. V rámci přepínání kvadrantů je důležité sledovat

průchody napětí a proudu nulou. Nabízí se otázka, zda s ohledem na vysokou strmost sledovaných signálů a oscilace vznikající v A/D převodnících mikroprocesoru nesnímat tyto průchody jiným, pro tento účel přesnějším, externím zařízením.

Vyřešení problémů dynamiky řízení proudu s sebou přinese možnost přesného a dynamicky kvalitního řízení napětí i při připojení měniče na střídavou síť. Měnič pak bude možné připojit k existující napěťové síti s dalšími zdroji a provozovat jej dle potřeby s případně vytvořenými dalšími vyššími regulačními algoritmy v režimu střídače i usměrňovače. V obou případech bude zařízení schopno pracovat bez generování vyšších harmonických do sítě. Při rozšíření měniče o další externí snímač napětí a sfázování jeho výstupu s jiným bodem existující napájecí sítě, má realizovaná koncepce potenciál při řízení napětím kompenzovat jalový charakter jiných spotřebičů vůči síti a také linearizovat jejich odběr.

Z hlediska programové obsluhy měniče bude do budoucna potřeba vytvořit uživatelské rozhraní, popřípadě rozhraní pro nadřazený řídicí systém, neboť realizovaný měnič je v současné době ovládán pouze prostřednictvím vývojového prostředí mikroprocesoru. Vytvořený program však obsahuje systémový základ a strukturu vhodnou pro nastavbu ovládacího rozhraní.

## Literatura

### Citace

- <sup>1</sup> CHLEBIŠ, Petr. *Polovodičové měniče s měkkým spínáním*. Ostrava: Ediční středisko VŠB-TU OSTRAVA, 2004. ISBN 80-248-0643-6.
- <sup>2</sup> Victor, M. Energieumwandlung auf AC – Triebfahrzeugen mit mittelfrequenztransformator. *Fahrzeugtechnik* eb 103 (2005), Heft 11, pp. 505-510.
- <sup>3</sup> PITTERMANN, Martin. *Redukce hmotnosti trakční výzbroje vozidel pro střídavou trakční soustavu*. Plzeň, 2016. Habilitační práce. Západočeská univerzita v Plzni

### Necitované zdroje

1. ČSN EN 50160 ed. 3. Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejných distribučních sítí. Praha: ČESKÝ NORMALIZAČNÍ INSTITUT, 2011.

Katalogové listy použitých komponent.